Elektronica en Telecommunicatie 2

Gemeenschappelijke publikatie van de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.

Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.394.4:681.32

Digitale modulatie- en filtertechnieken bij synchrone datatransmissie [1])

door ir. A. P. Verlijsdonk, Groep Telecommunicatie A, T.H. Eindhoven



Summary: *Digital modulation and filtering in synchronous data-transmission.*
This article deals with the application of digital modulation and filtering to two data-modems, which are based on the principle of phase-reverse modulation with vestigial sideband transmission. The modems are set up for synchronous data-transmission via special quality data-circuits at a speed of 2400 baud.

An analysis is given of the applied digital filters in the modulators. The modems are mainly composed of logic integrated circuits.

1. Inleiding

In de groep Telecommunicatie A van de Technische Hogeschool te Eindhoven is gedurende twee jaar o.m. aandacht besteed aan de ontwikkeling van modems voor synchrone datatransmissie.

Bij het ontwerpen van de modems is uitgegaan van de gedachte om de noodzakelijke modulatie- en filterbewerkingen van het data-signaal zoveel mogelijk te verwezenlijken met behulp van geïntegreerde-logica-schakelingen. Aan dit onderzoek is op zeer positieve wijze medegewerkt door drie studenten tijdens hun afstudeerperiode [1], [2], [3].

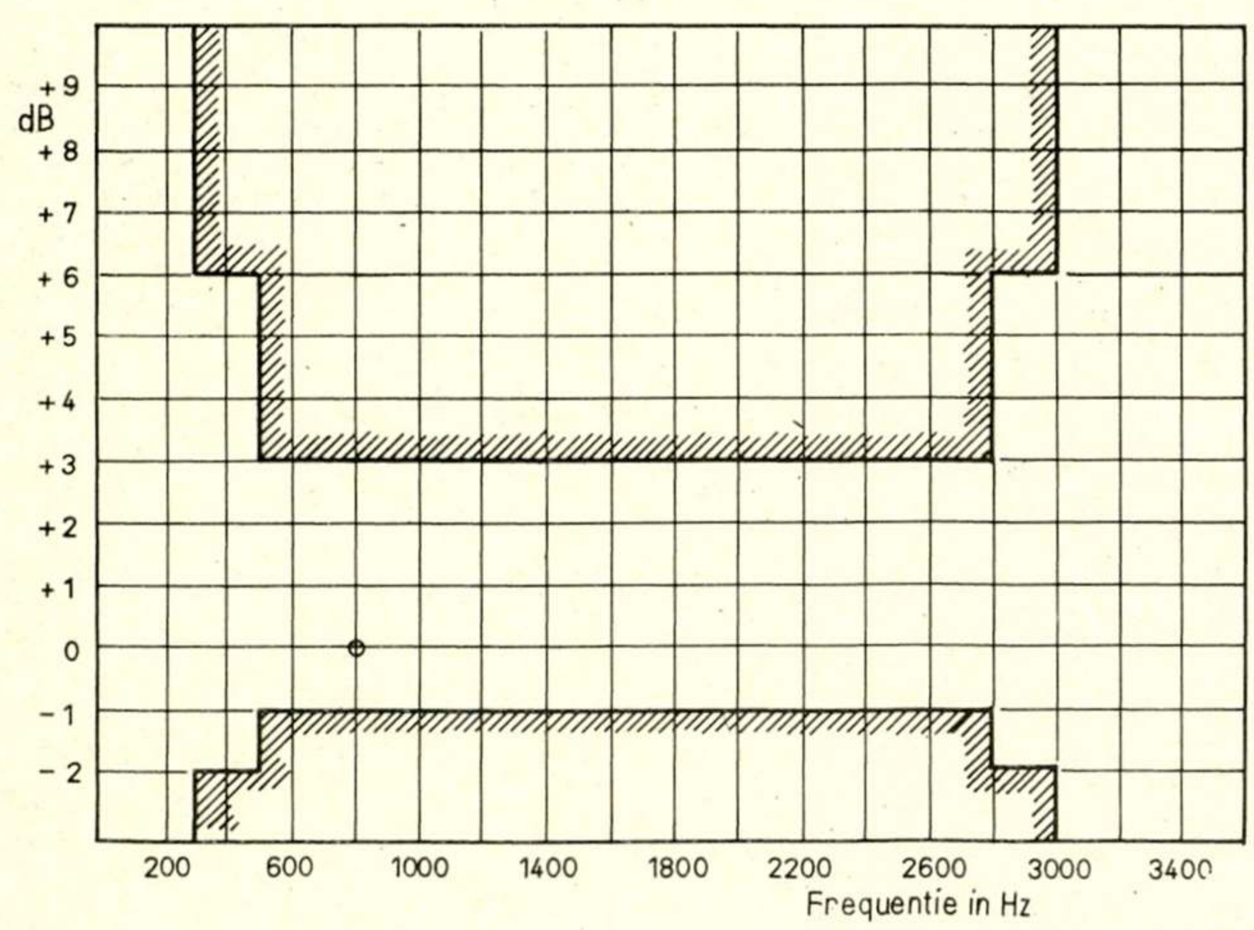


Fig. 1. Toelaatbare dempingsvariatie als functie van de frequentie voor een M89-lijn.

[1]) Voordracht gehouden tijdens de 202e werkvergadering van het NERG op 20 maart 1969 te Delft.

De modems zijn ontworpen voor transmissie van synchrone datasignalen met een snelheid $S = \frac{1}{T} = 2400$ baud via de zgn. M89-lijnen. Deze M89-lijnen zijn vaste verbindingen, waarvan de transmissie-eigenschappen zijn vastgelegd in de C.C.I.T.T.-recommendatie M89.

Uit de tolerantiediagrammen (fig. 1 en 2) blijkt dat de M89-lijnen gunstige karakteristieken bezitten voor datatransmissie. Hierbij valt op dat de dempingsvariatie minder dan 4 dB moet zijn in het frequentiegebied van 500 Hz tot 2800 Hz, terwijl de groepslooptijdvariatie maximaal 0,5 ms mag bedragen in de band van 1000 Hz tot 2600 Hz.

Alvorens echter in te gaan op de principes van digitale modulatie en filtering en op de kenmerken van de ontwikkelde modems is het zinvol om het blokschema te beschoijwen van een conventioneel datatransmissiesysteem voor amplitude- of fase-omkeermodulatie [4] (zie fig. 3).

Het laagdoorlaatfilter aan de ingang van de modulator dient om de bandbreedte van het datasignaal te beperken. Hierdoor gaat het discrete karakter van het informatiesignaal verloren. De daaropvolgende modulatie- en filterberwerkingen geschieden dan verder alsof het informatiesignaal een analoog signaal betreft. Ten gevolge van de transmissie via een draaggolfsysteem kan het spectrum van het uitgezonden signaal een kleine frequentieverschuiving van $\Delta\omega$ rad/s ondergaan, doordat in zend- en ontvangstation van de draaggolfverbinding niet met precies dezelfde frequentie wordt gemoduleerd, respectievelijk gedemoduleerd. Indien in de data-modulator het informatiesignaal wordt gemoduleerd op een draaggolf met frequentie

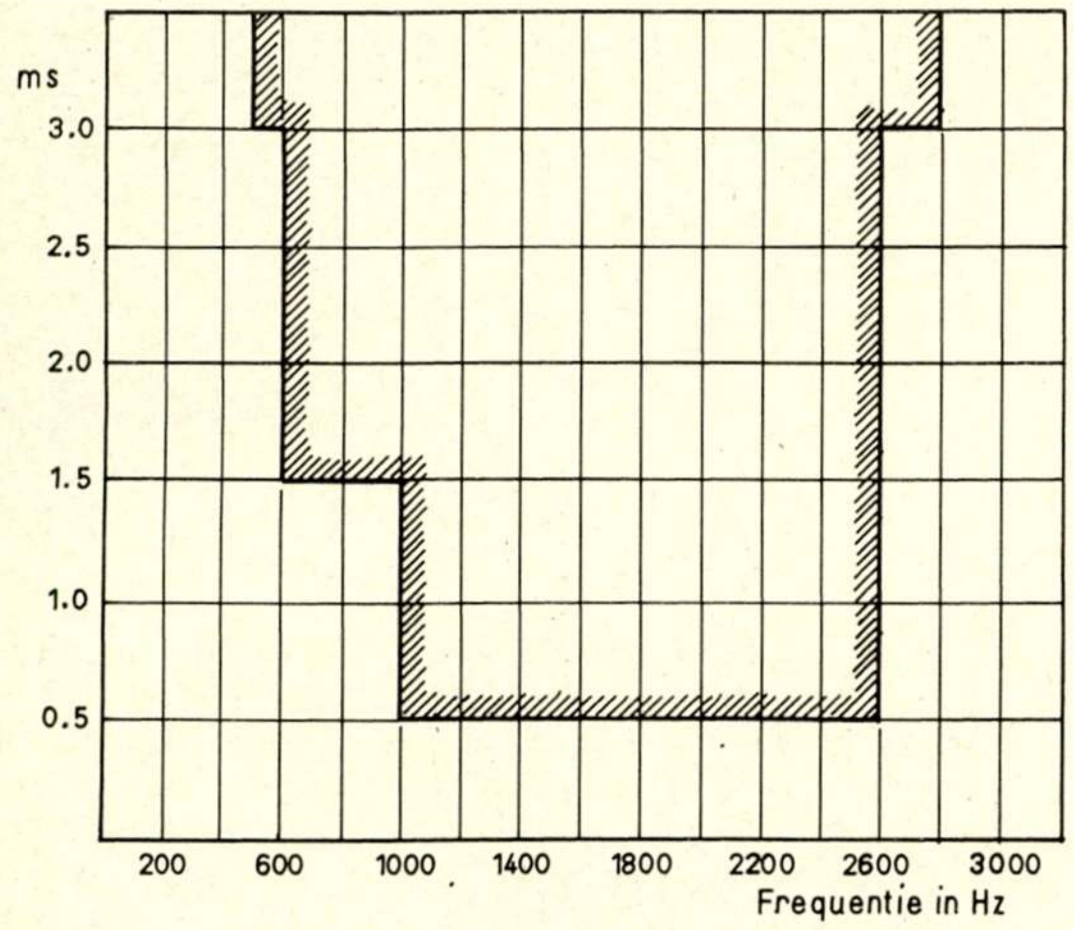


Fig. 2. Toelaatbare groepslooptijdvariatie als functie van de frequentie voor een M89-lijn.

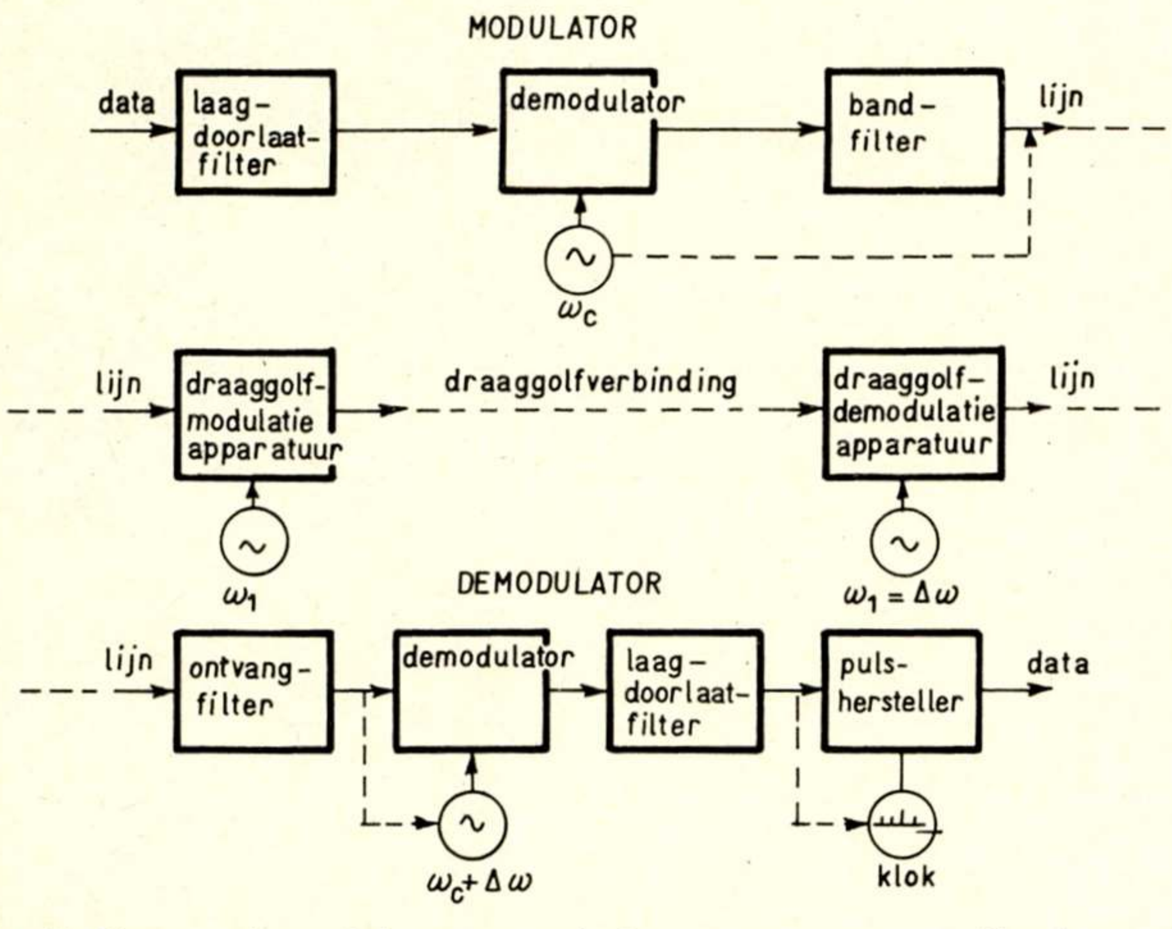


Fig. 3. Conventioneel datatransmissiesysteem voor amplitude-modulatie of fase-omkeermodulatie.

ω_c rad/s dient de data-demodulator te worden gestuurd door een draaggolf met frequentie $(\omega_c + \Delta\omega)$ rad/s.

In het geval van enkelzijbandtransmissie met onderdrukte draaggolf is het dan ook wenselijk om twee pilootsignalen met het informatiesignaal mee te zenden. Deze pilootsignalen hebben frequenties die zijn afgeleid van de draaggolffrequentie ω_c rad/s, zodat aan de ontvangzijde daaruit weer een draaggolf met frequentie $(\omega_c + \Delta\omega)$ rad/s kan worden teruggewonnen. Als de draaggolffrequentie bovendien nog gekoppeld is aan de bitfrequentie van $2\pi/T$ rad/s, kan van de pilootsignalen tevens het kloksignaal worden afgeleid, dat nodig is om de pulshersteller te sturen.

2. Digitale modulatie

Indien het laagdoorlaatfilter aan de ingang van de modulator wordt weggenomen en de draaggolfspanning wordt vervangen door een blokspanning met grondfrequentie $\omega_c = \dfrac{2\pi}{T}$ rad/s, kan een digitale modulator worden toegepast. Als digitale modulator kan worden gekozen een 'modulo-2-opteller', ook wel 'half adder' of 'exclusive or' genoemd. In dat geval kan het modulatieproces worden beschouwd als digitale fase-omkeermodulatie (zie fig. 4).

Elk tekenelement $f_0(t)$ van het datasignaal wordt omgezet in een dubbelpuls (doublet) $f_1(t)$ waarvan de fase afhankelijk is van de polariteit van het aangeboden tekenelement. Van de tijdsfuncties $f_0(t)$ en $f_1(t)$ zijn de bijbehorende amplitudespectra $F_0(\omega)$ en $F_1(\omega)$ te bepalen. Het verband tussen een tijdsfunctie $f(t)$ en haar amplitudespectrum $F(\omega)$ is vastgelegd met de volgende fouriertransformatieformules [5]:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}\,dt \tag{1}$$

en

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{j\omega t}\,d\omega \tag{2}$$

Ter afkorting zal in dit artikel verder de volgende notatie worden toegepast:

$$f(t) \circ\!\!-\!\!\circ\, F(\omega) \tag{3}$$

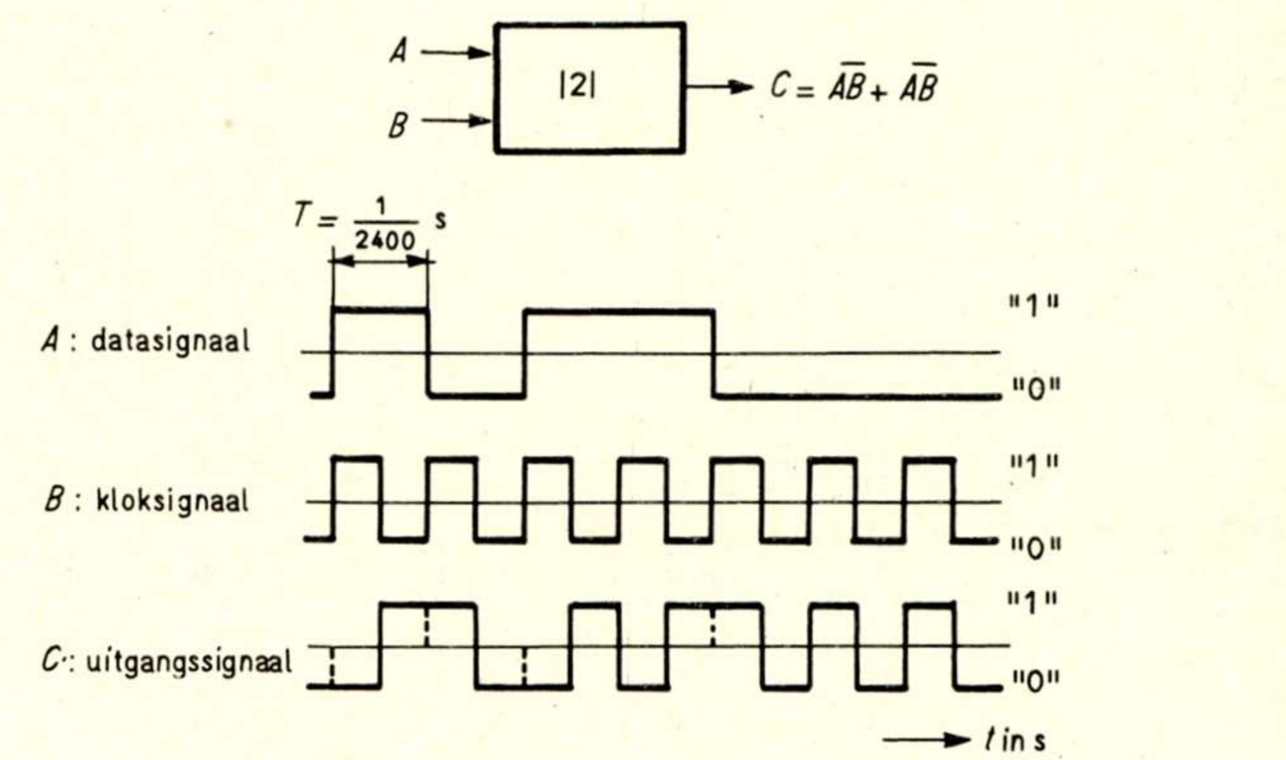


Fig. 4. Digitale modulatie m.b.v. een 'modulo-2-opteller'.

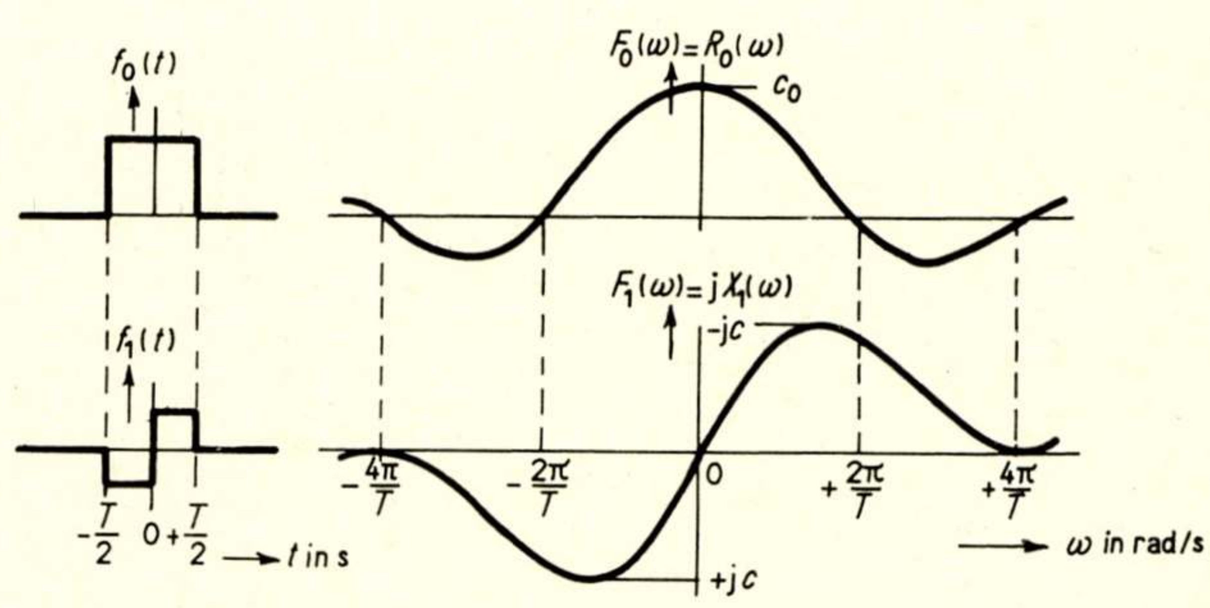


Fig. 5. Het verloop van $f_0(t)$ en $f_1(t)$ met de respectieve amplitudespectra $F_0(\omega)$ en $F_1(\omega)$.

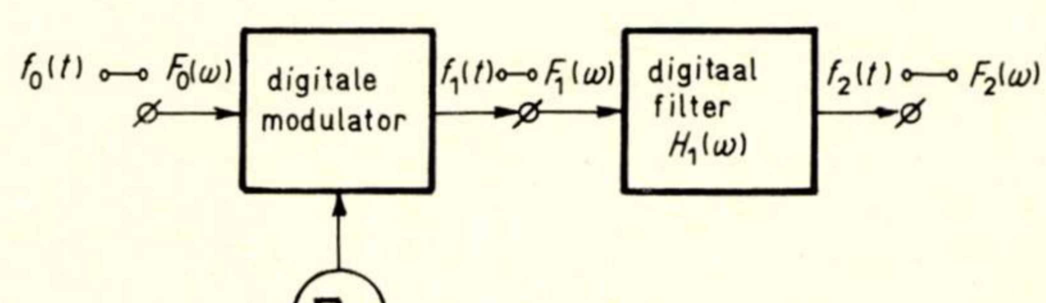


Fig. 6. Principeschema van de digitale data-modulator.

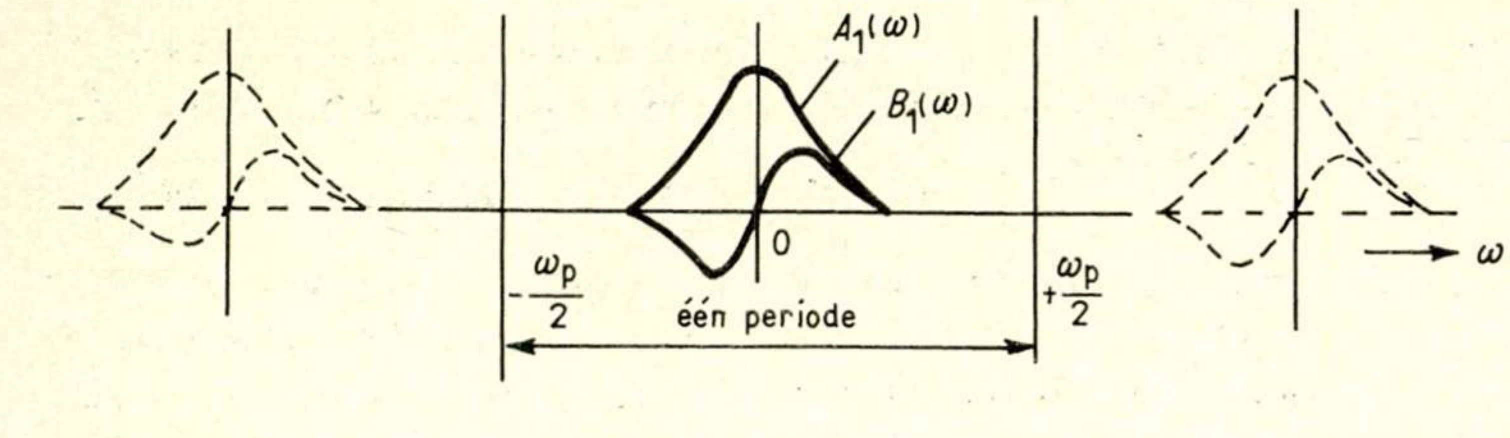


Fig. 7. Periodieke voortzetting van de overdrachtsfunctie $H_1(\omega) = A_1(\omega) + jB_1(\omega)$.

Uit fig. 5 blijkt dat t.g.v. het digitale modulatieproces weliswaar een verschuiving van het frequentiespectrum is opgetreden, maar het is tevens duidelijk dat het spectrum $F_1(\omega)$ niet zonder meer in de band van de M89-lijn past. Om dit te bereiken dient het signaal $f_1(t)$ met spectrum $F_1(\omega)$ te worden toegevoerd aan een bandfilter met overdrachtskarakteristiek $H_1(\omega)$ (zie fig. 6).

Het verloop van $H_1(\omega)$ kan worden bepaald aan de hand van de eisen die aan het spectrum $F_2(\omega)$ kunnen worden gesteld. Verderop in dit artikel zal hierop uitvoerig worden ingegaan. Indien voorlopig het verloop van $H_1(\omega)$ bekend wordt verondersteld zal nader worden toegelicht hoe een bepaalde $H_1(\omega)$ kan worden gerealiseerd m.b.v. looptijdnetwerken.

3. Looptijdfilters ('transversal filters')

In het algemeen zal de overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$ een complexe functie zijn:

$$H_1(\omega) = A_1(\omega) + jB_1(\omega) \tag{4}$$

Hierbij is $A_1(\omega)$ een even functie en $B_1(\omega)$ een oneven functie van ω (zie fig. 7).

Nu kan men $H_1(\omega)$ periodiek voortgezet denken met een nog nader te kiezen periode ω_p (zie de gestippelde lijnen in fig. 7). Ontwikkeling van $A_1(\omega)$ en $B_1(\omega)$ in een reeks van Fourier levert:

$$A_1(\omega) = a_0 + 2\sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega\tau_p) \tag{5}$$

$$jB_1(\omega) = 2j\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega\tau_p) \tag{6}$$

$$\text{met } \tau_p = \frac{2\pi}{\omega_p} \tag{7}$$

Hierin zijn a_n en b_n de coëfficiënten van de fourierreeks volgens:

$$a_n = \frac{2}{\omega_p}\int_0^{\frac{\omega_p}{2}} A_1(\omega)\cos(n\omega\tau_p)\,d\omega \tag{8}$$

$$b_n = \frac{2}{\omega_p}\int_0^{\frac{\omega_p}{2}} B_1(\omega)\sin(n\omega\tau_p)\,d\omega \tag{9}$$

De afzonderlijke termen van de fourierreeksen volgens (5) en (6) kunnen worden gerealiseerd m.b.v. schakelingen waarin looptijdnetwerken zijn opgenomen. Ter verduidelijking wordt de overdrachtsfunctie bepaald van de schakeling in fig. 8. Hiervoor geldt:

$$H(\omega) = 2a_1\cos\omega\tau_p \cdot e^{-j\omega\tau_p} \tag{10}$$

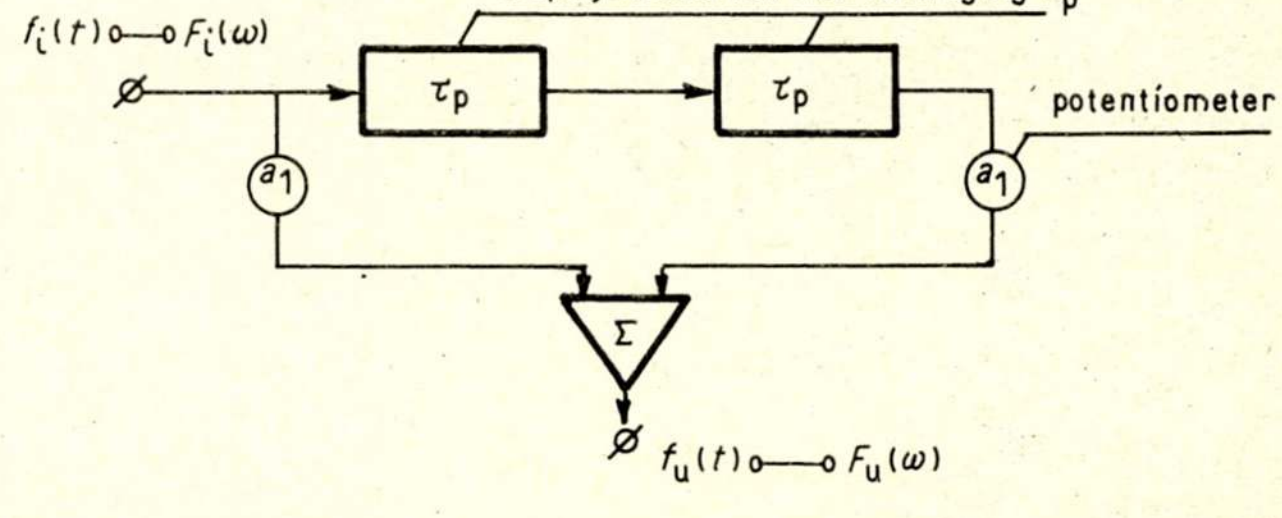


Fig. 8. Elementair looptijdfilter met een reële overdrachtsfunctie $H(\omega) = A(\omega)$ (afgezien van een looptijd τ_p).

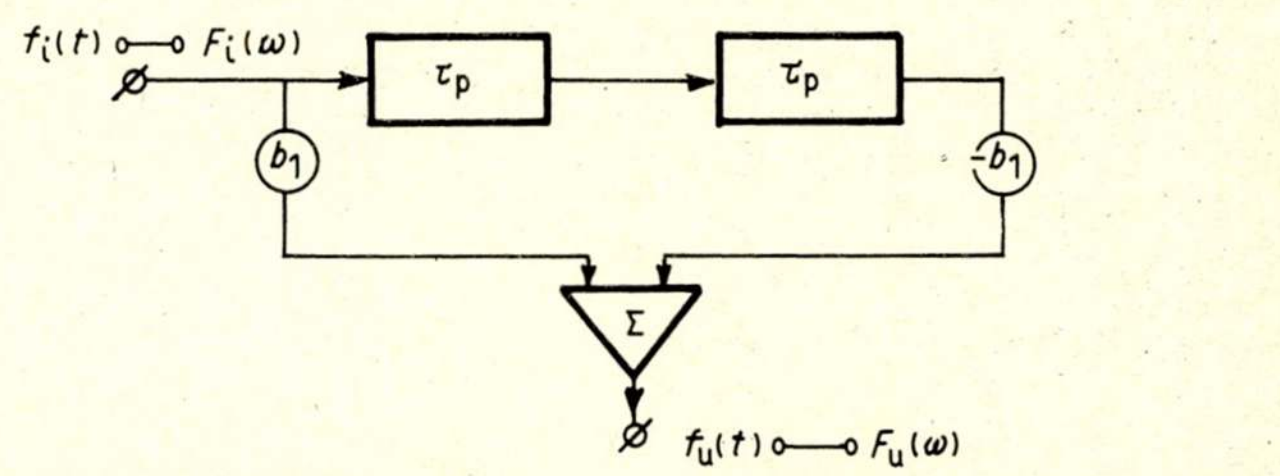


Fig. 9. Elementair looptijdfilter met een imaginaire overdrachtsfunctie $H(\omega) = jB(\omega)$ (afgezien van een looptijd τ_p).

Afgezien van een vertraging τ_p is dit niets anders dan een reële overdrachtsfunctie: $A(\omega) = 2a_1\cos\omega\tau_p$ (11)

Zo geldt voor de schakeling van fig. 9 dat

$$H(\omega) = 2jb_1\sin\omega\tau_p \cdot e^{-j\omega\tau_p} \tag{12}$$

hetgeen, weer afgezien van een looptijd τ_p, een imaginaire overdrachtsfunctie inhoudt:

$$jB(\omega) = j2b_1\sin\omega\tau_p \tag{13}$$

De schakelingen volgens fig. 8 en fig. 9 kunnen worden uitgebreid tot een serieschakeling van $2N$ vertragingsnetwerken, waarvan de uitgangsspanningen via potentiometerwaarden a_n en b_n (overeenkomstig de berekende fouriercoëfficiënten) bij elkaar worden opgeteld respectievelijk van elkaar worden afgetrokken (zie fig. 10).

Voor de overdracht van punt I naar punt II geldt dan, afgezien van een vertraging $N\tau_p$, de overdrachtsfunctie:

$$A_N(\omega) = a_0 + 2\sum_{n=1}^{N} a_n\cos(n\omega\tau_p) \tag{14}$$

Voor de overdracht van punt I naar punt III volgt de imaginaire overdrachtsfunctie:

$$jB_N(\omega) = 2j\sum_{n=1}^{N} b_n\sin(n\omega\tau_p) \tag{15}$$

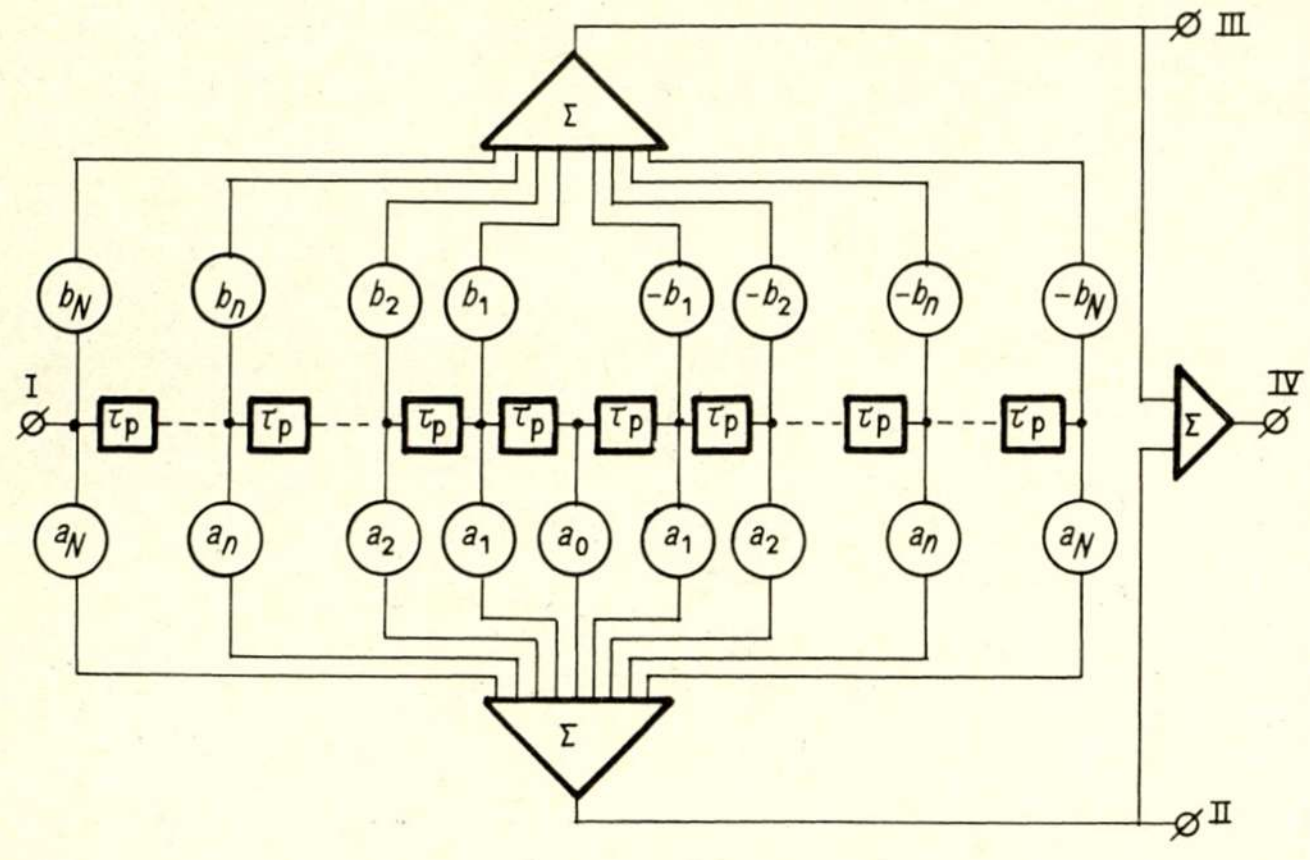


Fig. 10. Samengesteld looptijdfilter.

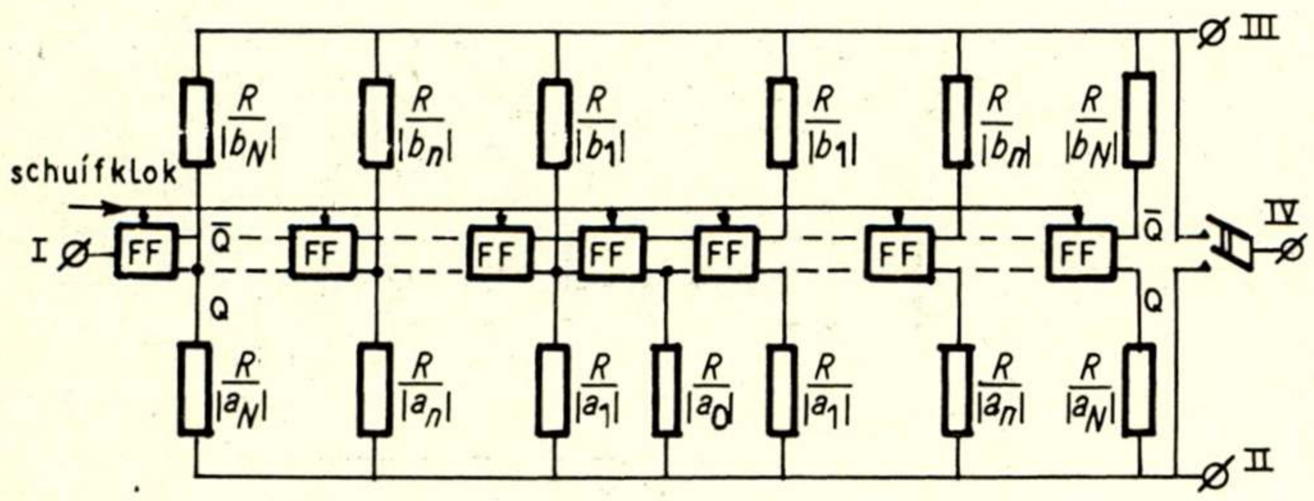


Fig. 11. Samengesteld digitaal filter.

Van punt I naar punt IV geldt de overdrachtsfunctie:

$$H_N(\omega) = A_N(\omega) + jB_N(\omega) \qquad (16)$$

De overdrachtsfunctie $H_N(\omega)$ heeft uiteraard een periodiek karakter. Er is dan ook een extra laagdoorlaatfilter nodig om de ongewenste lobben in de overdrachtsfunctie te elimineren.

De gewenste overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$, die ontwikkeld is in een fourierreeks met een oneindig aantal termen kan met een aantal van $2N$ looptijdnetwerken slechts bij benadering worden gerealiseerd. De afwijking van de gerealiseerde overdrachtsfunctie $H_N(\omega)$ t.o.v. de gewenste overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$ is kleiner naarmate N toeneemt.

Voor analoge signalen zijn moeilijk looptijdnetwerken te realiseren met een constante looptijd in een groot frequentiegebied. Om die reden worden looptijdfilters voor analoge signalen slechts weinig toegepast.

4. Digitale filters

Voor binaire signalen kunnen de looptijdnetwerken worden vervangen door bistabiele multivibratoren (flip-flops), waarvan bovendien de uitgangsspanningen met zowel positieve als negatieve polariteit kunnen worden afgenomen. Hierdoor vervalt de noodzaak om negatieve potentiometerwaarden te kunnen instellen. De potentiometers en de optelschakelingen in fig. 10 kunnen dan vervangen worden door een weerstandsmatrix waarvan de afzonderlijke weerstandswaarden omgekeerd evenredig met de absolute waarde van de berekende fouriercoëfficiënten a_n en b_n zijn gekozen. Een schakeling die dan ontstaat noemt men een digitaal filter [6] (zie fig. 11).

Elke trap van het schuifregister veroorzaakt een vertraging ter grootte van τ_p s van het aangeboden binaire signaal. Dit wordt bereikt door de flip-flops te sturen met een schuiffrequentie $f_p = \frac{1}{\tau_p}$ Hz. De keuze van ω_p dient zo te zijn dat de periodieke lobben in de overdrachtsfunctie van $H_N(\omega)$ m.b.v. een eenvoudig laagdoorlaatfilter kunnen worden onderdrukt. Een grote waarde van ω_p betekent echter een kleine waarde van τ_p zodat dan relatief veel trappen in het schuifregister nodig zijn om een bepaalde vertraging te bereiken. Bij toepassing van geïntegreerde schakelingen kunnen echter zonder bezwaar grotere aantallen flip-flops worden gebruikt om een gewenste overdrachtsfunctie met goede benadering te realiseren.

5. Data-modem volgens het principe van digitale fase-omkeermodulatie en restzijbandtransmissie met pilootsignalen buiten de informatieband (bij 900 Hz en 2700 Hz) [1]

Ten einde de overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$ van het digitale filter te bepalen dient eerst een keuze te worden gedaan voor het spectrum $F_2(\omega)$ dat behoort bij het uitgangssignaal van de modulator.

5.1. Motivering van de keuze van $F_2(\omega)$.
Het spectrum $F_2(\omega)$ dient aan de volgende voorwaarden te voldoen:

a. Het spectrum $F_2(\omega)$ moet passen in het deel van de M89-band met de gunstigste transmissie-eigenschappen.

b. In verband met het 1e criterium van Nyquist moet, in het geval van onderzijbandtransmissie o.m. gelden dat het reële deel van $F_2(\omega)$ radiaalsymmetrisch is rond de relatieve waarde $+\frac{1}{2}$ bij de frequenties $|\omega| = \omega_c$ en $|\omega| = \omega_c - \frac{\pi}{T}$ rad/s [7], [8] (zie fig. 12).

c. Voor de toepassing van een digitaal filter met overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$ is het gewenst dat de fourierreeks van $H_1(\omega)$ snel convergeert. Dit houdt in dat $H_1(\omega)$, en dus ook $F_2(\omega)$, 'nette' functies moeten zijn zonder discontinuïteiten in de eerste en tweede afgeleide.

d. De pilootfrequenties zijn gekozen buiten de informatieband bij 900 Hz en 2700 Hz. In dit geval liggen de pilootfrequenties nog goed binnen de M89-band en bovendien zijn ze met digitale schakelingen gemakkelijk af te leiden van de klokfrequentie van 2400 Hz.

5.2. Wiskundige afleiding van het spectrum $F_2(\omega)$ en de overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$. Uit de hierboven onder a. en b. geformuleerde voorwaarden volgt dat voor $F_2(\omega)$ gekozen kan worden:

$$F_2(\omega) = R_2(\omega) = c_2 \left[0{,}5 - \sum_{k=1}^{m} \beta_{2k-1} \cdot \sin \left\{ \frac{(2k-1)|\omega|}{2400} \right\} \right]$$

$$\text{voor } 2\pi \cdot 600 \leq |\omega| \leq 2\pi \cdot 3000 \text{ rad/s} \qquad (17)$$

$$\text{en } F_2(\omega) = 0 \quad \text{voor } |\omega| < 2\pi \cdot 600 \text{ en } |\omega| > 2\pi \cdot 3000 \text{ rad/s} \qquad (18)$$

Uit de derde voorwaarde, genoemd onder c., volgt dat de reeks in (17) beperkt dient te blijven tot een gering aantal termen.

Gekozen is:

$$F_2(\omega) = R_2(\omega) = c_2 \cdot \left\{0{,}5 - \beta_1 \sin\left(\frac{|\omega|}{2400}\right) - \beta_3 \times \right.$$
$$\left. \times \sin\left(\frac{|\omega|}{800}\right)\right\}$$

voor $2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 3000$ rad/s (19)

Om het meest significante deel van $F_2(\omega)$ tot het gunstigste deel van de M89-band te beperken is verder gesteld dat het spectrum $F_2(\omega)$ vrijwel leeg moet zijn in de frequentiegebieden van 600 Hz tot 900 Hz en van 2700 Hz tot 3000 Hz.
In formulevorm:

$\Delta F_2^2(\omega)$ = minimaal voor $2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 900$ rad/s

Dit levert de uitdrukking:

$$\frac{c_2}{600\,\pi} \int_{2\pi \cdot 600}^{2\pi \cdot 900} \left\{0{,}5 - \beta_1 \sin\left(\frac{\omega}{2400}\right) - \beta_3 \times \right.$$
$$\left. \times \sin\left(\frac{\omega}{800}\right)\right\}^2 \mathrm{d}\omega = \text{minimaal} \qquad (20)$$

De vierde voorwaarde, genoemd onder d., levert bovendien nog de randvoorwaarde:

$F_2(\omega) = 0$ voor $\omega = 2\pi \cdot 900$ rad/s en $\omega = 2\pi \cdot 2700$ rad/s (21)

Oplossing van vergelijkingen (20) en (21) heeft als resultaat:

$\beta_1 = 0{,}597$ en $\beta_3 = 0{,}11$ (22)

zodat:

$$F_2(\omega) = R_2(\omega) = c_2 \left\{0{,}5 - 0{,}597 \sin\left(\frac{|\omega|}{2400}\right) + \right.$$
$$\left. - 0{,}11 \sin\left(\frac{|\omega|}{800}\right)\right\}$$

voor $2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 3000$ rad/s (23)

en $F_2(\omega) = 0$ voor $|\omega| < 2\pi \cdot 600$ rad/s en $|\omega| > 2\pi \cdot 3000$ rad/s (24)

Verder geldt:

$$F_1(\omega) = -\,\mathrm{j} \cdot c_1 \frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{9600}\right)}{\left(\frac{\omega}{9600}\right)}$$

zodat voor de overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$ volgt:

$$H_1(\omega) = \mathrm{j}B_1(\omega) = \mathrm{j} \cdot c_3 \frac{0{,}5 - 0{,}597 \sin\left(\frac{|\omega|}{2400}\right) - 0{,}11 \sin\left(\frac{|\omega|}{800}\right)}{\frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{9600}\right)}{\left(\frac{\omega}{9600}\right)}}$$

voor $2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 3000$ rad/s (25)

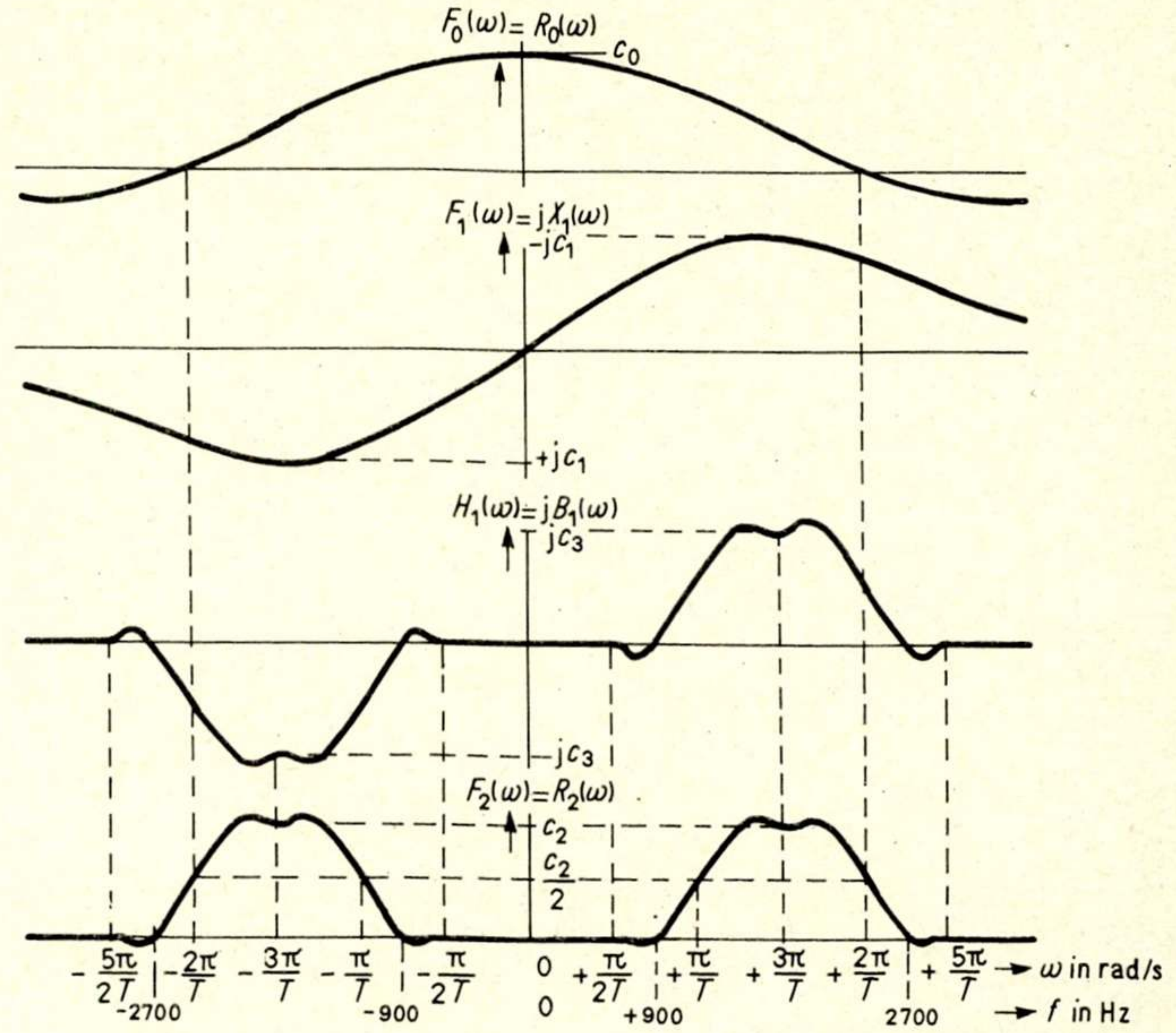


Fig. 12. Het verloop van de amplitudespectra $F_o(\omega)$, $F_1(\omega)$ en $F_2(\omega)$ en de overdrachtsfunctie $H_1(\omega)$.

en

$H_1(\omega) = 0$ voor $|\omega| < 2\pi \cdot 600$ en $|\omega| > 2\pi \cdot 3000$ rad/s (26)

(zie fig. 12.)

Om de weegfactoren voor het digitale filter te kunnen berekenen dient nog een keuze te worden gedaan voor

$$\omega_p = 2\pi \cdot f_p = \frac{2\pi}{\tau_p}$$

Omdat ω_p groter moet zijn dan $2 \cdot 2\pi \cdot 3000$ rad/s en omdat f_p bovendien een even veelvoud van de bitfrequentie $f = \frac{1}{T} =$ 2400 Hz moet zijn, is gekozen:

$$f_p = 9600 \text{ Hz} \rightarrow \tau_p = \frac{1}{9600} \text{ s} \qquad (27)$$

Substitutie van de uitdrukking (25), (26) en (27) in de formule (9) levert voor de fouriercoëfficiënten:

$$b_n = c \cdot \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} x \cdot \frac{0{,}5 - 0{,}597 \sin(2x) - 0{,}11 \sin(6x)}{\sin^2\left(\frac{x}{2}\right)} \cdot \sin\left(\frac{nx}{2}\right) \mathrm{d}x$$

met $x = \frac{\omega}{4800}$ (28)

De berekening van b_n is m.b.v. een elektronische rekenmachine uitgevoerd voor $n = 1 \ldots 20$.

Uit foutenberekeningen is gebleken dat de fourierreeks volgens (15) mag worden afgebroken bij $N = 6$. Dit resulteert in een digitaal filter met 13 schuifregistertrappen.

5.3. De modulator (zie fig. 13). Een interne oscillator levert een blokspanning met een herhalingsfrequentie van 9600 Hz. De

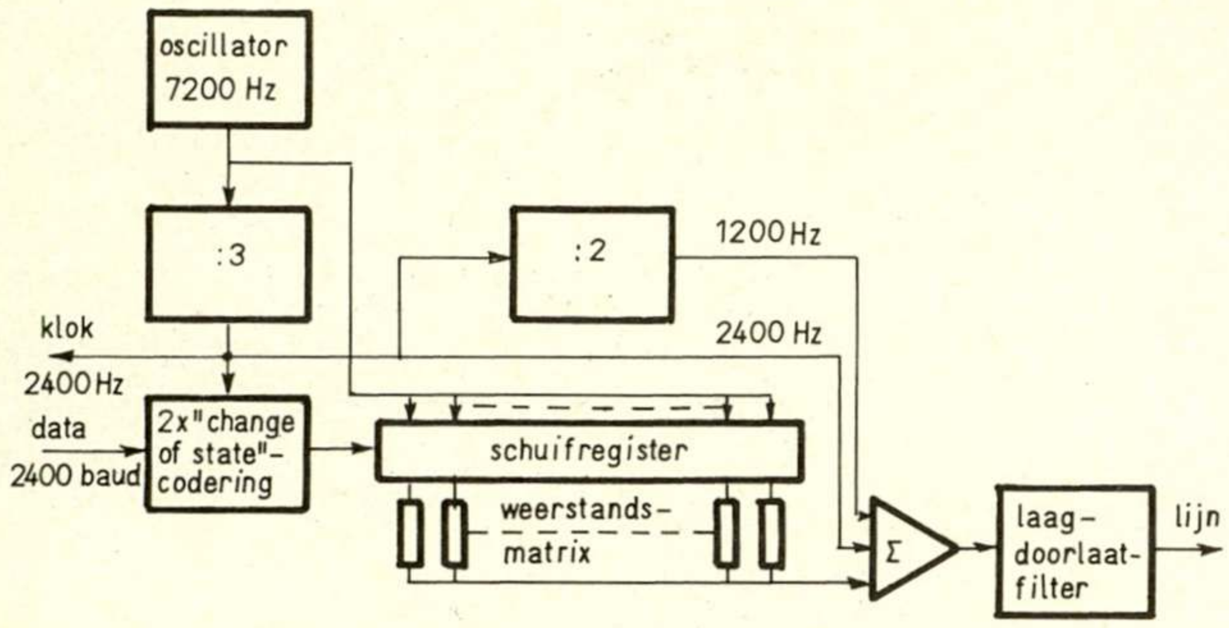


Fig. 13. Blokschema van de modulator.

blokspanning fungeert als klok voor het schuifregister. Het data-kloksignaal van 2400 Hz wordt verkregen door het oscillatorsignaal een factor 4 in frequentie te delen. Het data-kloksignaal wordt met het binnenkomende datasignaal toegevoerd aan de modulo-2-opteller. Het uitgangssignaal van deze schakeling wordt aan het digitale filter doorgegeven. In een logische eenheid worden de pilootsignalen van 900 Hz en 2700 Hz afgeleid van het kloksignaal van 2400 Hz. De pilootsignalen worden bij het uitgangssignaal van het digitale filter opgeteld. Een laagdoorlaatfilter beperkt het spectrum van het uitgangssignaal tot de M89-band.

Uit de ligging van het spectrum $F_2(\omega)$ blijkt dat het uitgangssignaal van de modulator aan het 1e criterium van Nyquist moet voldoen. Dit wordt bevestigd door het oogpatroon in fig. 14.

5.4. De demodulator (zie fig. 15). Aan de ingang van de demodulator bevinden zich twee P(hase)-L(ock)-L(oop)-schakelingen die de pilootsignalen van (900 $\pm$ Δf) Hz en (2700 $\pm$ Δf) Hz uit het ontvangen signaal filteren en versterken tot de logische niveaus. In een logische eenheid, waarin een aantal deel- en vermenigvuldigschakelingen zijn ondergebracht, worden uit de pilootsignalen de demodulatiespanning en het kloksignaal teruggewonnen met frequenties van resp. (2400 + Δf) Hz en 2400 Hz. Het basisbandsignaal dat de pulshersteller krijgt aangeboden voldoet eveneens vrij goed aan het 1e criterium van Nyquist, hetgeen blijkt uit het oogpatroon in fig. 16.

5.5. Opmerking. Het plaatsen van pilootsignalen buiten de informatieband bij 900 Hz en 2700 Hz heeft het bezwaar dat t.g.v. storingen fouten kunnen optreden in de deel- en vermenigvuldigschakelingen. Het gevolg is dat fasesprongen optreden in de teruggewonnen demodulatie- en kloksignalen, hetgeen ontoelaatbaar is. Ter voorkoming van dit euvel zouden speciale fasevergrendelingsschakelingen nodig zijn. Om hieraan te ontkomen is op de beschreven modem een modificatie aangebracht, die het mogelijk maakt om de piloten binnen de informatieband te plaatsen. De gevolgde werkwijze zal hierna worden toegelicht.

6. Data-modem volgens het principe van digitale fase-omkeermodulatie en restzijbandtransmissie met pilootsignalen binnen de informatieband (bij 1200 Hz en 2400 Hz) [2]

6.1. Berekening van de overdrachtsfunctie van het digitale filter. De voorwaarden die aan het spectrum van het uitgangssignaal van de modulator dienen te worden gesteld zijn identiek met de onder 5.1. geformuleerde voorwaarden, met uitzondering van de vierde voorwaarde voor de gaten in het spectrum.

Om gaten in het spectrum $F_2(\omega)$ te verkrijgen bij 1200 Hz en 2400 Hz zal een speciale methode worden toegepast. Indien deze kwestie even buiten beschouwing wordt gelaten mogen de eerste drie onder 5.1. genoemde voorwaarden zonder meer worden overgenomen. Analoog als onder 5.2. is beschreven kan dan de berekening worden uitgevoerd voor het spectrum $F_2(\omega)$.

Omdat de randvoorwaarde als geformuleerd in (21) is vervallen worden waarden voor β_1 en β_3 gevonden die iets afwijken t.o.v. die in (22). Er volgt nu:

$$\beta_{1_m} = 0{,}586 \quad \text{en} \quad \beta_{3_m} = 0{,}093 \tag{29}$$

zodat $F_2(\omega)$ overgaat in:

$$F_{2_m}(\omega) = R_{2_m}(\omega) = c_2 \left\{ 0{,}5 - 0{,}586 \sin\left(\frac{|\omega|}{2400}\right) + \right.$$
$$\left. - 0{,}093 \sin\left(\frac{|\omega|}{800}\right) \right\}$$
$$\text{voor } 2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 3000 \text{ rad/s} \tag{30}$$

en

$$F_{2_m}(\omega) = 0$$
$$\text{voor } |\omega| < 2\pi \cdot 600 \text{ rad/s en } |\omega| > 2\pi \cdot 3000 \text{ rad/s} \tag{31}$$

In dit spectrum $F_{2_m}(\omega)$ zijn gaten aan te brengen bij 1200 Hz en 2400 Hz door het spectrum $F_{2_m}(\omega)$ te vermenigvuldigen met een overdrachtsfunctie:

$$H_2(\omega) = jB_2(\omega)\, jc_4 \sin \frac{\omega}{2400} \tag{32}$$

De overdrachtsfunctie $H_2(\omega) = jB_2(\omega)$ kan worden gerealiseerd met een looptijdnetwerk als afgebeeld in fig. 9.

Dit resulteert in een spectrum $F_3(\omega)$ van het uitgangssignaal $f_3(t)$ dat wordt bepaald door (zie fig. 17):

$$F_3(\omega) = jc_5\, F_{2_m}(\omega) \cdot \sin\left(\frac{\omega}{2400}\right) \tag{33}$$

De tijdsfunctie $f_3(t)$ die behoort bij het spectrum $F_3(\omega)$ heeft een pseudo-ternair karakter [9]. Dit is eenvoudig in te zien door de responsie te beschouwen van het netwerk in fig. 9 op een binair tekenelement.

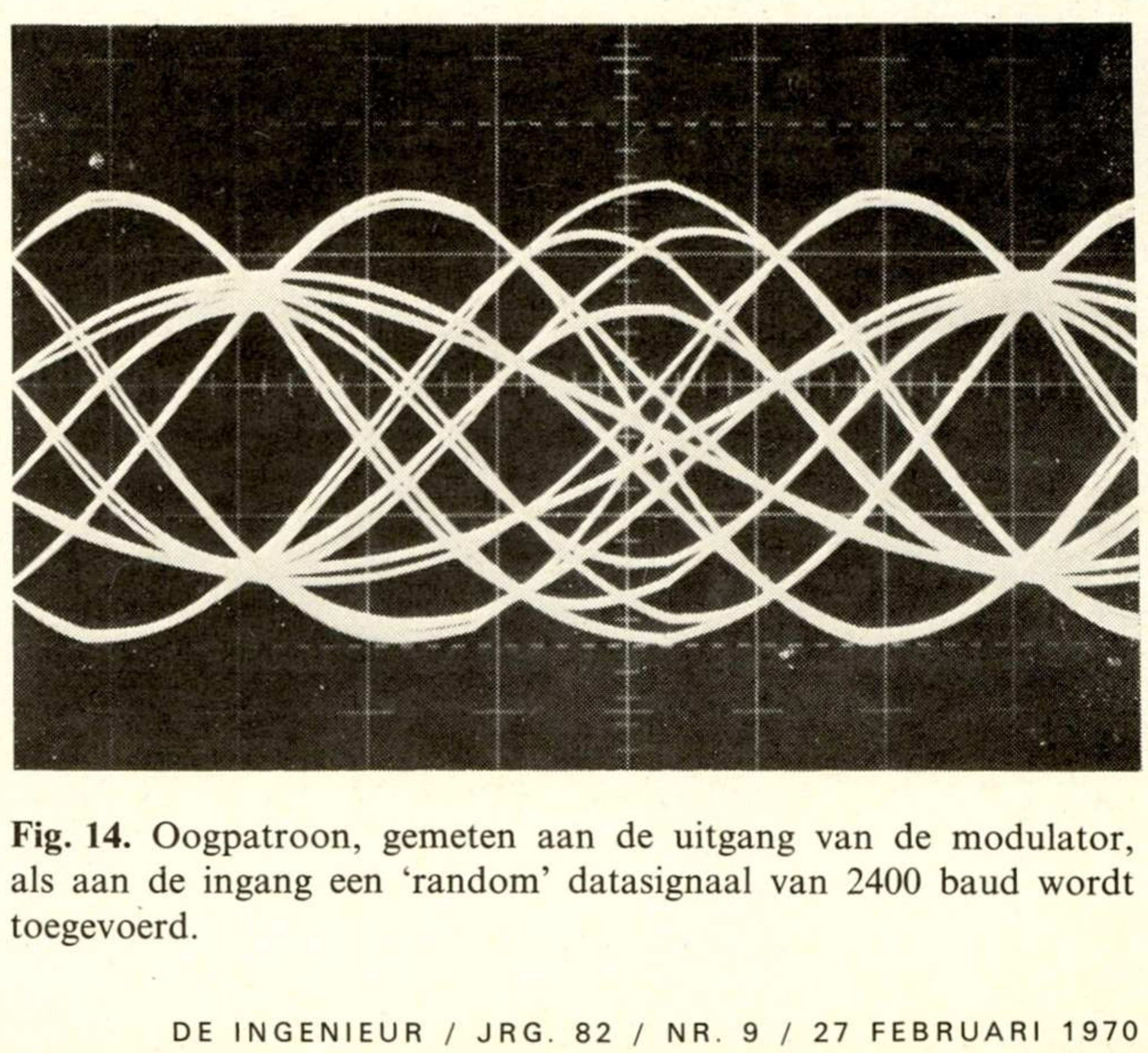


Fig. 14. Oogpatroon, gemeten aan de uitgang van de modulator, als aan de ingang een 'random' datasignaal van 2400 baud wordt toegevoerd.

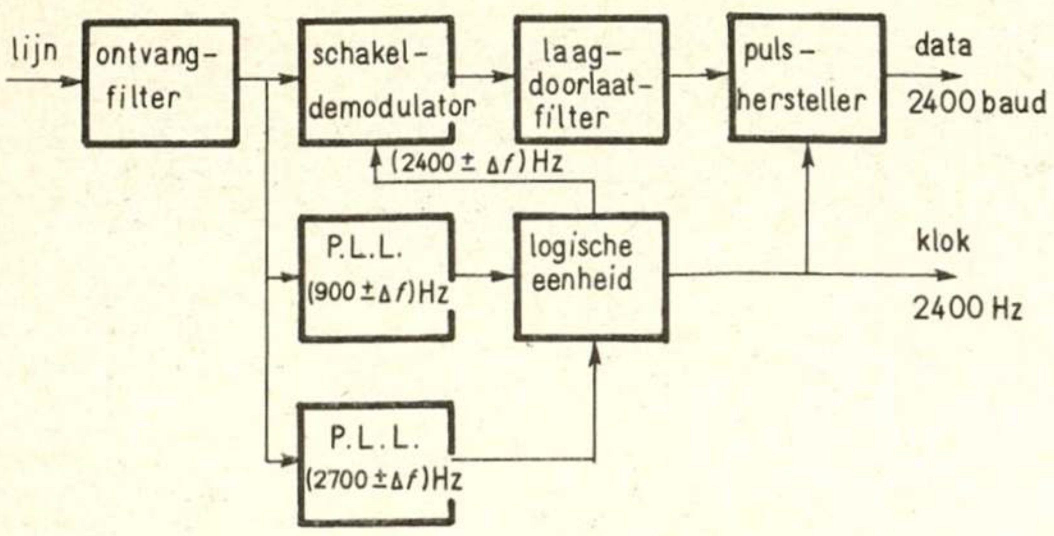


Fig. 15. Blokschema van de demodulator.

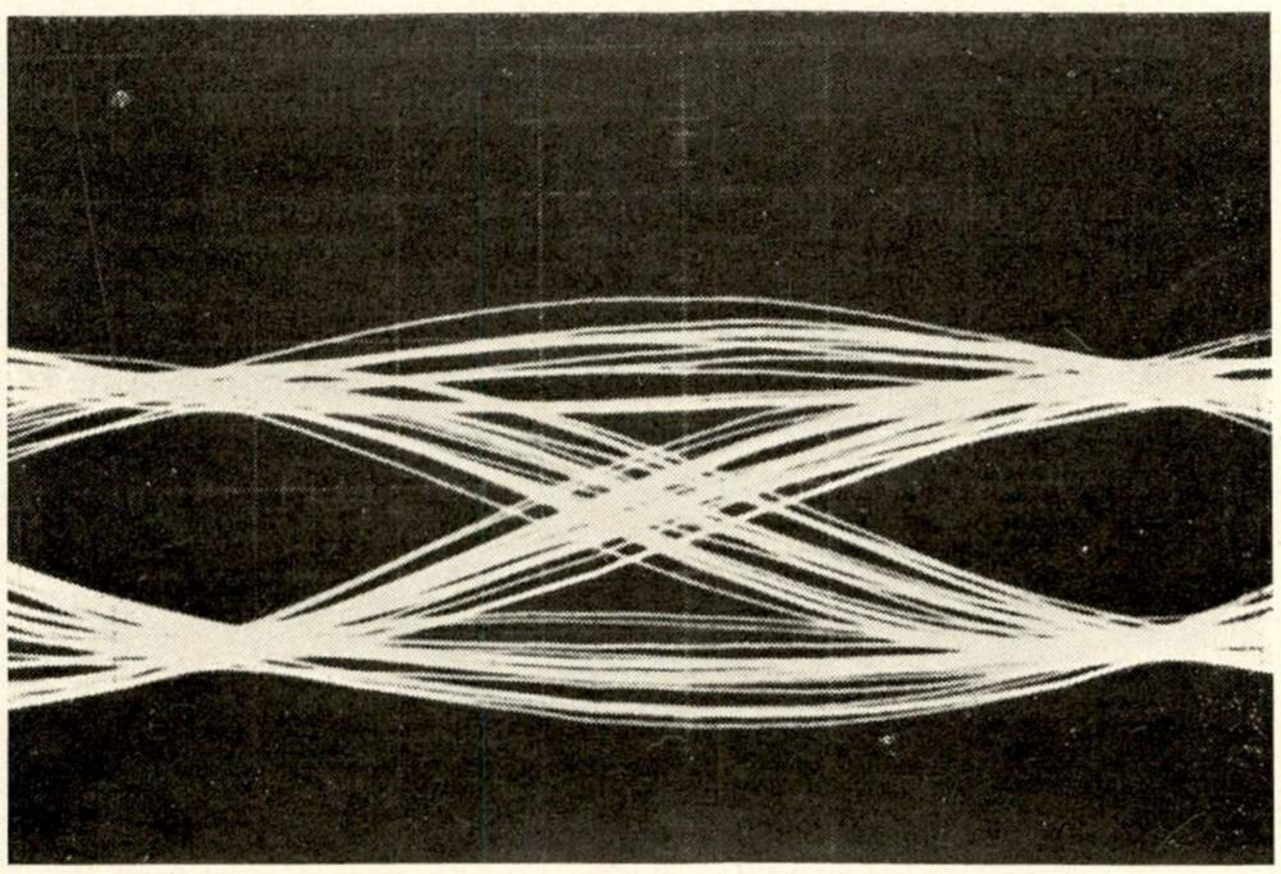


Fig. 16. Oogpatroon, gemeten op de ingang van de pulshersteller van de demodulator, na transmissie van een 'random' datasignaal van 2400 baud via een filter met M89-specificaties.

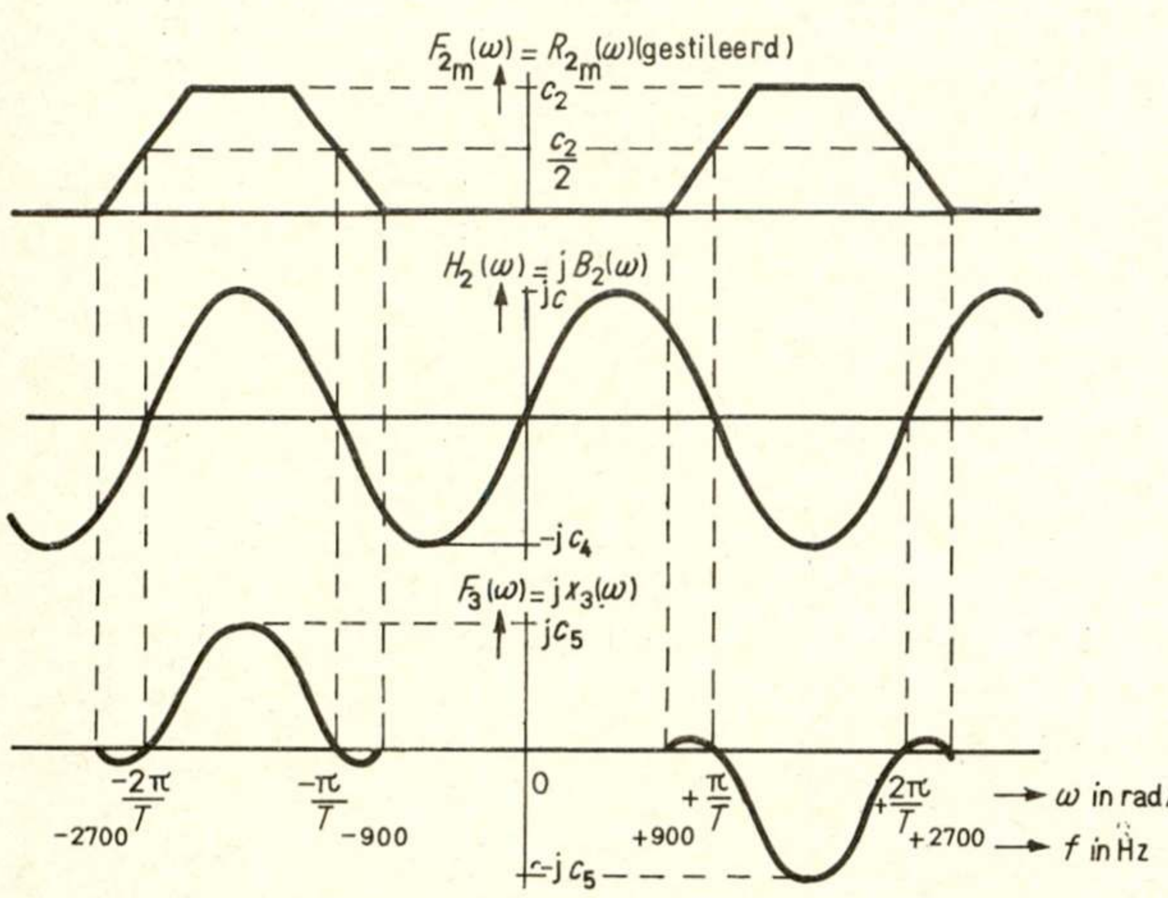


Fig. 17. Het verloop van de fourierspectra $F_{2_m}(\omega)$ en $F_3(\omega)$ en de overdrachtsfunctie $H_2(\omega)$.

Het blokschema in fig. 18 geeft weer welke bewerkingen het datasignaal in de modulator achtereenvolgens zal ondergaan. Het is echter mogelijk om de drie overdrachtsfuncties $H_0(\omega)$, $H_1(\omega)$ en $H_2(\omega)$ te combineren tot één overdrachtsfunctie $H(\omega) = H_0(\omega) \cdot H_1(\omega) \cdot H_2(\omega)$, die kan worden gerealiseerd met één digitaal filter (+ eenvoudig laagdoorlaatfilter). Hiermede vervalt dan de afzonderlijke digitale modulatie zoals is toegepast in de onder **5.** beschreven modem. Uitgeschreven luidt de overdrachtsfunctie:

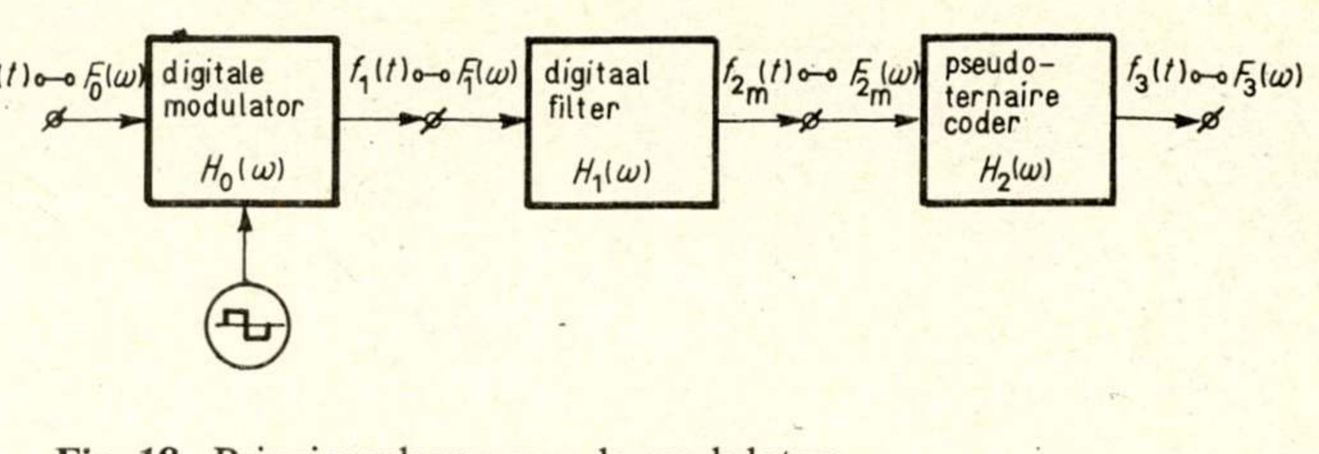


Fig. 18. Principeschema van de modulator.

$$H(\omega) = \mathrm{j}B(\omega) = \frac{F_3(\omega)}{F_0(\omega)} = \frac{\mathrm{j}c_5 F_{2_m}(\omega)\sin\left(\dfrac{\omega}{2400}\right)}{\dfrac{\sin\left(\dfrac{\omega}{4800}\right)}{\left(\dfrac{\omega}{4800}\right)}} =$$

$$= \mathrm{j}cF_{2_m}(\omega)\left(\frac{\omega}{4800}\right)\cos\left(\frac{\omega}{4800}\right)$$

voor $2\pi \cdot 600 \leqq |\omega| \leqq 2\pi \cdot 3000$ rad/s (34)

en

$H(\omega) = 0$ voor $|\omega| < 2\pi \cdot 600$ rad/s en $|\omega| > 2\pi \cdot 3000$ rad/s (35)

Als schuiffrequentie voor het digitale filter is nu gekozen 7200 Hz, zodat in één bittijd van het datasignaal drie schuifpulsen optreden. Dit levert:

$$\tau_P = \frac{1}{7200}\ \mathrm{s} \tag{36}$$

Substitutie van (34), (35) en (36) in de formule (9) levert de fouriercoëfficiënten:

$$b_n = c \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} \left\{0{,}5 - 0{,}586\sin(2x) - 0{,}093\sin(6x)\right\} \times$$

$$\times\, x \cdot \cos(x) \cdot \sin\left(\frac{2nx}{3}\right) \mathrm{d}x \tag{37}$$

met $x = \dfrac{\omega}{4800}$

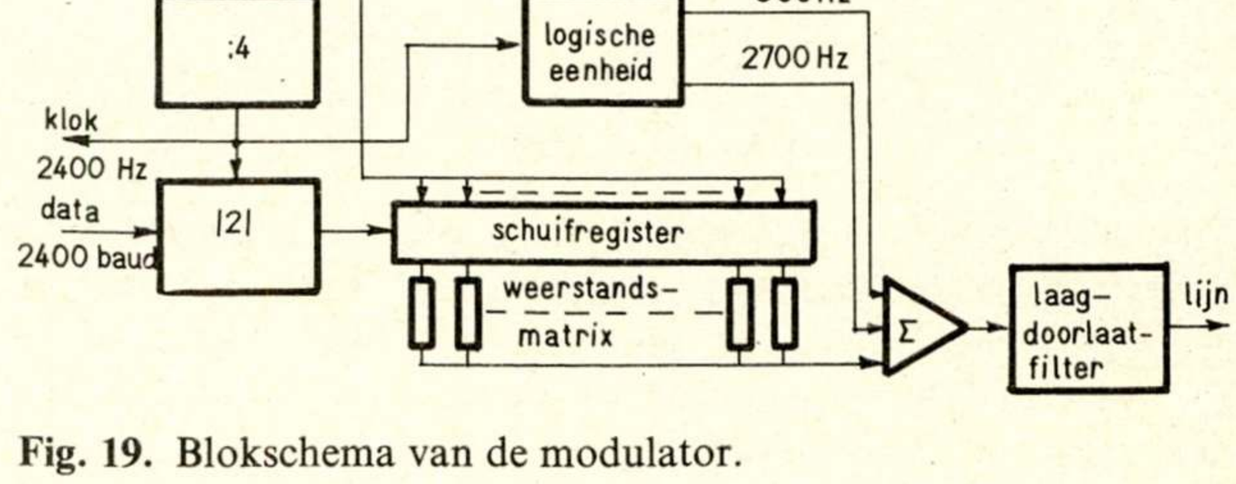


Fig. 19. Blokschema van de modulator.

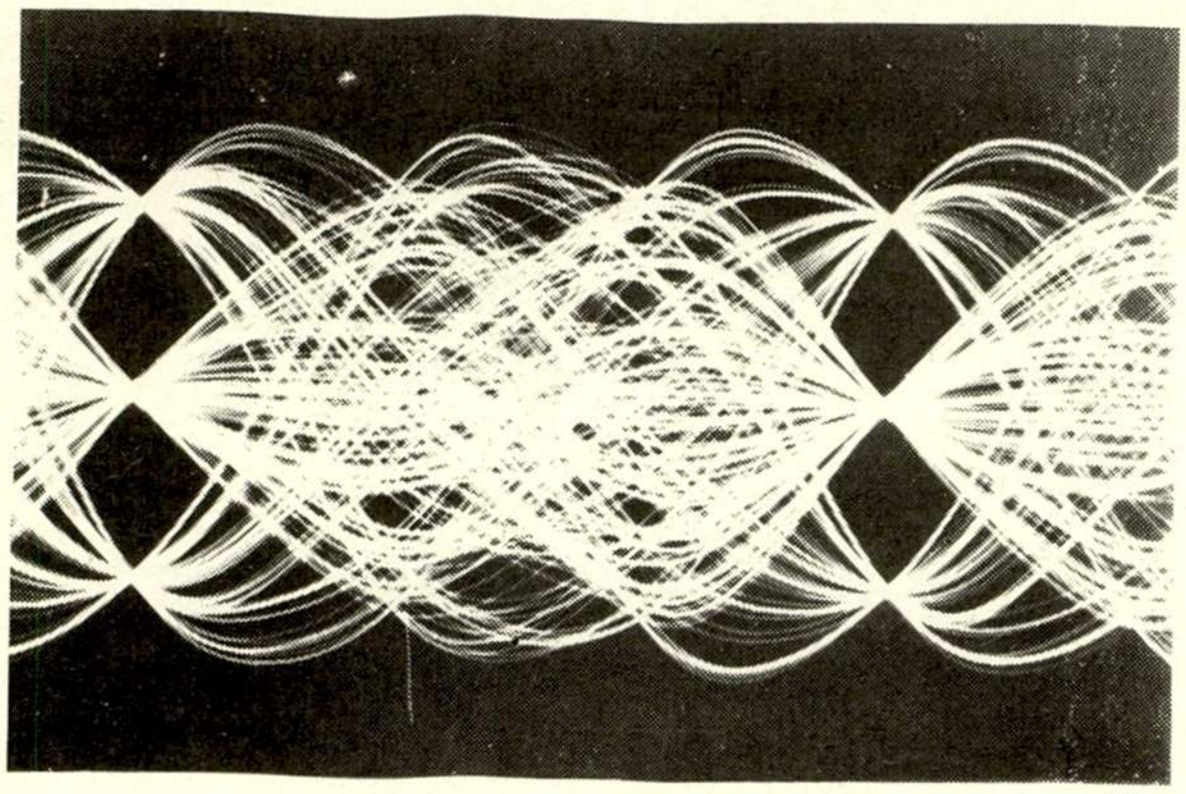


Fig. 20. Oogpatroon, gemeten aan de uitgang van de modulator, als aan de ingang van een 'random' datasignaal van 2400 baud wordt toegevoerd.

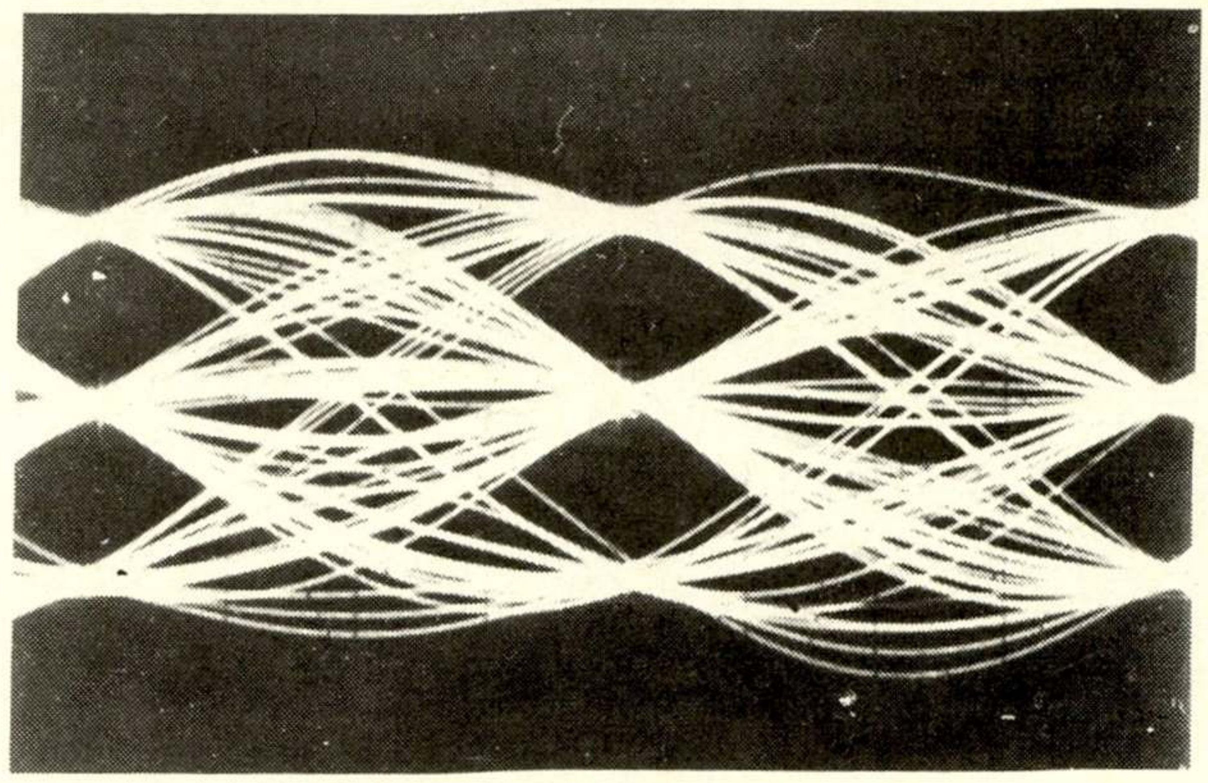


Fig. 22. Oogpatroon, gemeten op de uitgang van het laagdoorlaatfilter in de demodulator, na transmissie van een 'random' datasignaal van 2400 baud via een filter met M89-specificaties.

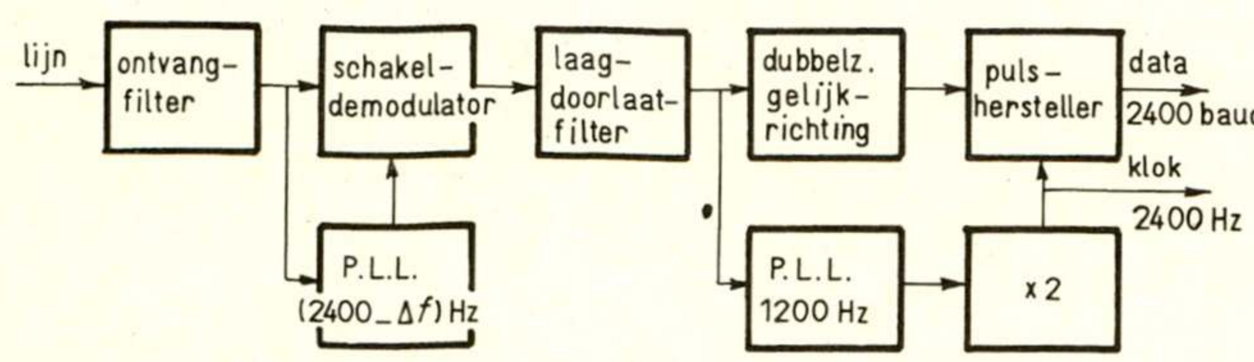


Fig. 21. Blokschema van de demodulator.

Met behulp van een computer zijn de fouriercoëfficiënten b_n berekend en is tevens nagegaan uit hoeveel trappen het schuifregister moet bestaan om de gewenste $H(\omega)$ goed te benaderen. Dit is het geval voor $N = 12$, hetgeen een schuifregister met 25 trappen betekent.

6.2. De modulator (zie fig. 19). In de modulator wordt op het datasignaal tweemaal de 'change-of-state'-codering toegepast voordat het signaal wordt toegevoerd aan het digitale filter. Dit is gedaan opdat aan de ontvangzijde de oorspronkelijke data-informatie weer kan worden teruggewonnen door dubbelzijdige gelijkrichting van het gedemoduleerde pseudo-ternaire signaal [9].

Zoals uit fig. 20 blijkt levert het uitgangssignaal van de modulator een fraai oogpatroon op. Dit houdt in dat uitstekend aan het 1e criterium van Nyquist is voldaan en het is tevens een bewijs dat het digitale filter een overdrachtsfunctie bezit, die de gewenste $H(\omega)$ zeer goed benadert.

6.3. De demodulator (zie fig. 21). Het binnenkomende pilootsignaal van $(2400 \pm \Delta f)$ Hz wordt m.b.v. een P(hase)-L(ock)-L(oop)-schakeling teruggewonnen. De blokspanning met een herhalingsfrequentie van $(2400 \pm \Delta f)$ Hz stuurt de schakelmodulator. Een laagdoorlaatfilter onderdrukt de ongewenste modulatieprodukten. Het basisbandsignaal voldoet goed aan het 1e criterium van Nyquist, hetgeen blijkt uit het oogpatroon in fig. 22.

Het gedemoduleerde pseudo-ternaire signaal wordt dubbelzijdig gelijkgericht en toegevoerd aan de pulshersteller. Een P.L.L.-schakeling filtert uit het gedemoduleerde signaal het pilootsignaal van 1200 Hz, dat na verdubbeling in frequentie als kloksignaal voor de pulshersteller dient.

6.4. Opmerking. De onder **6.** beschreven modem is gerealiseerd met bijna uitsluitend digitale schakelingen en bleek uitstekend te voldoen. De plaatsing van pilootsignalen binnen de informatieband heeft evidente voordelen t.o.v. de onder **5.** gevolgde methode. De pseudo-ternaire codering veroorzaakt echter een verlies van ongeveer 6 dB in signaalstoringsverhouding van het lijnsignaal, vergeleken met de onder **5.** beschreven methode.

7. Conclusie

Uit het voorgaande is gebleken dat een datasignaal zich uitstekend leent om met behulp van digitale schakelingen te worden geschikt gemaakt voor transmissie via telefooncircuits.

De toepassing van logische geïntegreerde schakelingen in digitale modulatoren en filters biedt derhalve aantrekkelijke perspectieven voor de ontwikkeling van goedkope, compacte en betrouwbare modems voor synchrone datatransmissie.

Literatuur

[1] G. C. Groenendaal: 'Een 2400 baud datatransmissie-modem volgens het principe van de fase-omkeermodulatie met restzijbandtransmissie', afstudeerverslag T.H.E., groep ECA, juni 1968.

[2] F. W. van Dijk: 'Digitale modem met pseudo-ternaire codering, voor 2400 baud datatransmissie', afstudeerverslag T.H.E., groep ECA, april 1969.

[3] H. G. H. Gooren: 'Een 2400 bits/s datatransmissiemodem met digitale vierfasenmodulatie en pseudo-ternaire codering', afstudeerverslag T.H.E., groep ECA, april 1969.

[4] W. R. Bennett: 'Data Transmission', McGraw-Hill Book Company, New York 1965.

[5] A. Papoulis: 'The Fourier integral and its applications', McGraw-Hill Book Company, New York 1962.

[6] P. Leuthold: 'Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern', Philips Res. Repts., Suppl., 1967 no. 5.

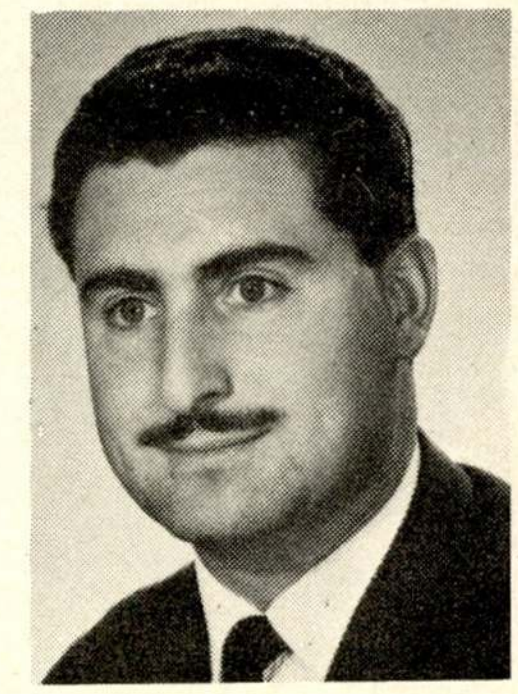
[7] H. Nyquist: 'Certain Topics in Telegraph Transmission Theory', Trans. A.I.E.E., vol. 47, pp. 617 ... 644, April 1968.

[8] R. Gibby, J. Smith: 'Some extensions of Nyquist's Telegraph Transmission Theory', B.S.T.J., vol. 44, pp. 1487 ... 1510, September 1965.

[9] P. J. van Gerwen: 'On the generation and application of pseudoternary codes in pulse transmission', Philips Res. Repts., vol. 20, pp. 469 ... 484.

621.395.4:621.396.6

Compandertechnieken voor HF-radiotelefonie[1])



door ir. A. da Silva Curiel, Dr. Neherlaboratorium PTT

Summary: *Application of companders to HF-radio-telephone circuits.*
In this article is described how syllabic companders may offer an improved solution to the problems of using HF-radio facilities for long distance telephone communications. A disadvantage of former systems is the use of voice-operated gates to prevent singing and echo effects. These gates interfere with the free flow of conversation. A system using companders not only offers stable full-duplex operation as in cable-circuits, but also causes an appreciable increase in quality resulting from a reduction in the effects of noise and interference.

1. Inleiding

Het behoort tegenwoordig tot de gewoonste zaken, dat op ieder willekeurig moment van de dag telefonische verbindingen tussen willekeurige punten op aarde tot stand kunnen worden gebracht, hetzij via een radioverbinding, hetzij via een kabelverbinding of – sinds kort – zelfs via een satellietverbinding.

Juist voor de getrouwe overdracht van spraaksignalen worden echter zware eisen gesteld aan de kwaliteit van de transmissieweg en de erin voorkomende communicatie-apparatuur. Dit wordt veroorzaakt door de volgende eigenschappen van spraaksignalen: in de eerste plaats het grote verschil tussen topwaarde en effectieve waarde en in de tweede plaats de zeer grote dynamiek.

Het verschil in niveau tussen de sterkste en de zwakste passage in de spraak van de gemiddelde spreker kan 30 à 40 dB, het verschil in niveau tussen een luide passage in de spraak van een harde spreker en een zwakke passage in de spraak van een zachte spreker kan 60 dB bedragen. In lokale telefooncircuits kunnen de verschillen in elektrische niveaus nog groter zijn, omdat het signaalniveau ook nog wordt beïnvloed door factoren als de kwaliteit van de gebruikte microfoon en de demping van lokale kabels.

Het is, gezien het voorgaande, duidelijk dat een naar onze huidige normen aanvaardbare kwaliteit op een dergelijke verbinding slechts dan mogelijk is, als aan tenminste één van de volgende voorwaarden wordt voldaan:

- het ruis- en stoorniveau op de transmissieweg is laag (kabel);
- de gebruikte modulatiemethode waarborgt een grote mate van immuniteit tegen ruis op de transmissieweg (FM, satellietverbinding).

Bij een radioverbinding wordt aan geen van beide eisen voldaan; het is daarom niet verwonderlijk, dat een vergelijking tussen de kwaliteit van radio-, kabel- en satellietverbindingen tot nu toe steeds in het nadeel van de radioverbindingen uitvalt.

Een aanzienlijke verbetering van de kwaliteit van een radioverbinding wordt reeds bereikt als tenminste het gemiddelde niveau van de over te brengen signalen constant wordt gehouden. Om dit doel te bereiken werd reeds in de eerste jaren van de radiotelefonie gebruik gemaakt van regelbare versterkers aan de zendzijde, aanvankelijk met de hand bediend en al vrij spoedig geheel elektronisch geregeld, de zgn. 'VOGAD's (Voice Operated Gain Adjusting Device). VOGAD's worden gestuurd door een regelsignaal dat wordt afgeleid van het gemiddelde niveau van het inkomende spraaksignaal; de regelsnelheid wordt zo traag gekozen, dat het lettergreep-ritme niet gevolgd kan worden. Hiermee wordt voorkomen dat de momentele dynamiek van de spraak (en daarmede de natuurlijkheid van de spraak) verloren gaat.

Een beter resultaat kan worden bereikt met zgn. 'companders' die al sinds geruime tijd op kabelverbindingen worden toegepast. De in de kabeltransmissie gebruikelijke companders kunnen – om redenen die in het hiernavolgende zullen blijken –

[1]) Voordracht, gehouden tijdens de 202e werkvergadering van het NERG op 20 maart 1969 te Delft.

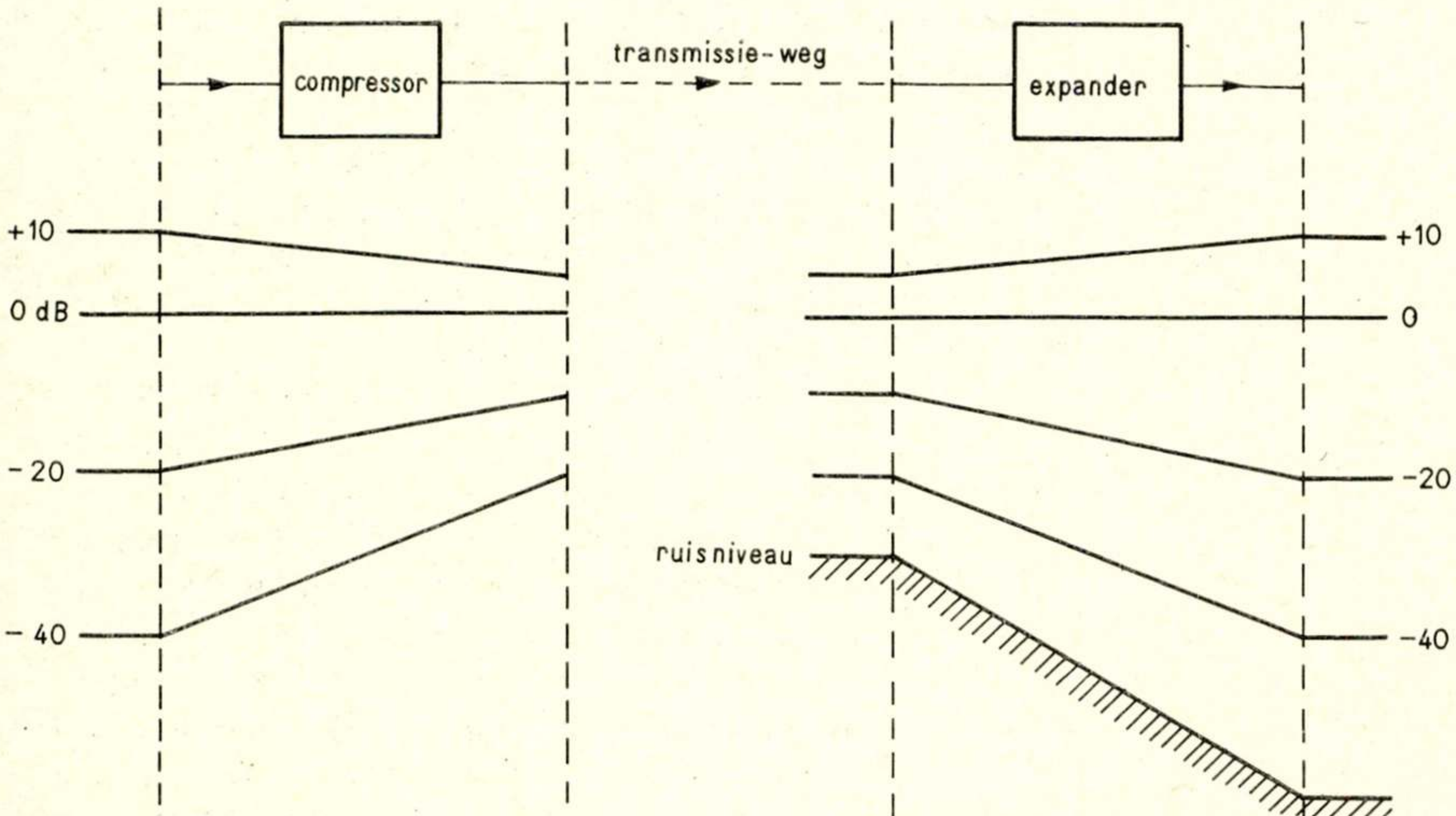


Fig. 1. 'Factor 2'-compressor en expander. De dynamiek van het ingangssignaal wordt teruggebracht van 50 dB tot 25 dB. Hiermee wordt voorkomen dat zwakke signalen op de transmissieweg beneden het ruisniveau komen.

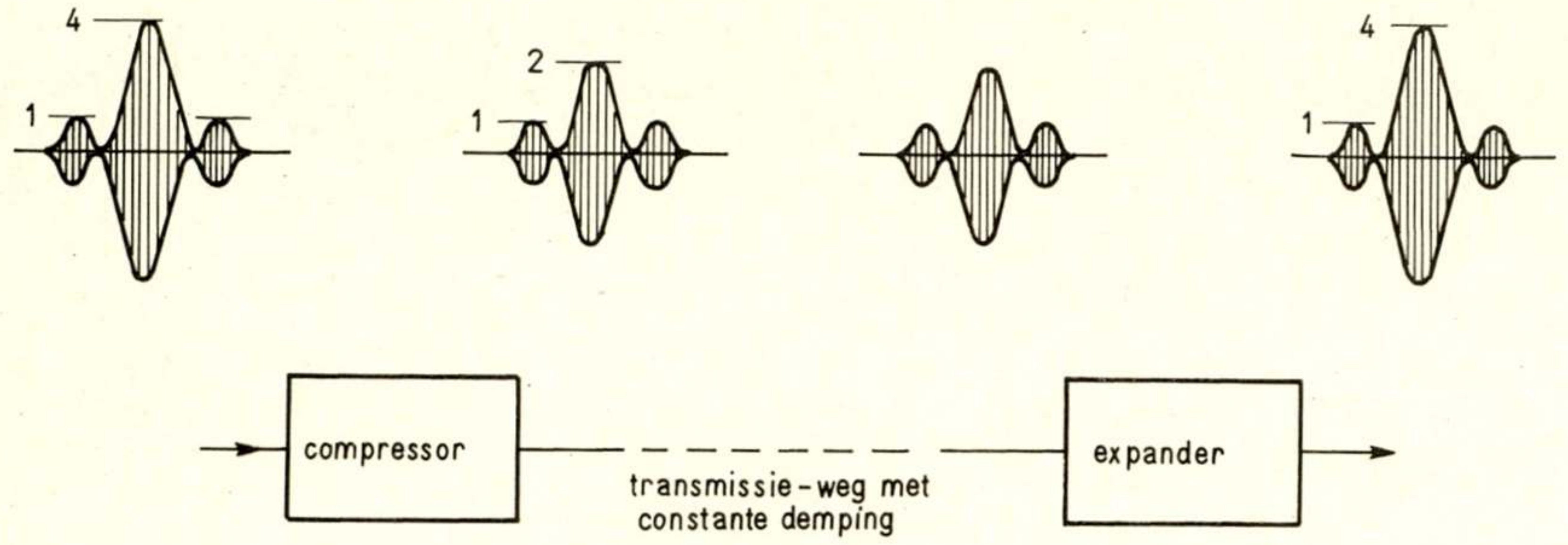


Fig. 2. Werking van een 'factor 2'-compressor op de omhullende van het spraaksignaal.

niet in radiocircuits worden opgenomen. Nieuwe ontwikkelingen hebben echter geleid tot ook in radiocircuits bruikbare systemen; deze systemen zijn bekend geworden onder verschillende benamingen en in verschillende uitvoeringen: 'FRENA', 'LINCOMPEX', 'CNL-system'.

2. Wat is een compander?

Het woord compander is een combinatie van de woorden compressor en expander. Met het woord compander wordt dus blijkbaar een samenstel van apparatuur aangeduid, bestaande uit een compressor (welke vóór de transmissieweg wordt geplaatst) en een expander aan het eind van de transmissieweg. In de compressor worden niveauvariaties verminderd, in de expander wordt de oorspronkelijke dynamiek weer hersteld.[2])

In fig. 1 wordt schematisch de werking van een compander aangegeven. Aangenomen is, dat het signaalniveau aan de ingang van de compressor kan variëren van +10 dB tot −40 dB t.o.v. een referentieniveau, bijv. 0 dBm; voor het referentieniveau is de versterking van de compressor 0 dB. Verder worden in de compressor niveauverschillen t.o.v. het referentieniveau tot de helft gereduceerd. De niveauvariatie van 50 dB aan de ingang wordt dus teruggebracht tot 25 dB aan de uitgang; men noemt een dergelijke compressor daarom een 'factor 2'-compressor.

In de getekende situatie blijft het laagste signaalniveau aan de ingang van de expander nog 10 dB boven het ruis- of stoorniveau. De figuur wekt wellicht de indruk dat de signaal-ruisverhouding aan de uitgang van de expander groter zou zijn dan aan de ingang; dat is natuurlijk niet het geval. Het aangegeven ruisniveau aan de uitgang wordt bereikt bij afwezigheid van spraak; bij aanwezigheid van spraak ondergaat de ruis een even grote versterking als het signaal. De signaal-ruisverhouding aan de uitgang van de expander is dus even groot als aan de ingang; het ruisniveau fluctueert echter in het ritme van de niveauvariaties in de spraak.

Bij de expansie wordt de oorspronkelijke dynamiek weer hersteld. Eén van de redenen hiervoor is, dat men zo aan de spraak haar natuurlijkheid teruggeeft, die bij compressie verloren is gegaan: voor een behoorlijke signaal-ruisverbetering is het noodzakelijk, dat de compressor zo getrouw mogelijk niveauvariaties in de spraak volgt. De regelsnelheid wordt daarom zo groot gekozen, dat het lettergreep-ritme gevolgd kan worden; hierdoor krijgt de gecomprimeerde spraak echter een geheel ander karakter.

[2]) Hier en ook verder in dit artikel wordt steeds een type companders bedoeld, dat fluctuaties in de gemiddelde waarde of van de omhullende van het signaal vermindert, zgn. 'syllabic companders'. Naast dit type bestaan ook zgn. 'instantaneous companders', o.a. toegepast bij PCM.

Een andere reden voor de aanwezigheid van de expander is de volgende: Het is noodzakelijk, dat de demping van de verbinding (waarin de compander is opgenomen) constant is. De compressor is echter een schakeling met een veranderlijke versterking; het effect hiervan moet worden gecompenseerd met een even grote complementaire versterkingsvariatie van de expander. Wij zullen hierop nog nader terugkomen.

In fig. 2 wordt nog eens op een andere wijze de werking van een compander gedemonstreerd. De variaties in de omhullende van het spraaksignaal vóór de compressor zijn tweemaal zo groot als de variaties in de omhullende van het uitgezonden signaal. Als op de transmissieweg de omhullende niet wordt vervormd, is het signaal aan de uitgang van de expander weer een getrouwe afbeelding van het ingangssignaal.

In het gegeven voorbeeld was sprake van een 'factor 2'-compressor. Het is technisch zeer wel mogelijk om een grotere compressiegraad te verwezenlijken [1]; in de praktijk gaat men echter bij kabelverbindingen zelden verder dan in het hier gegeven voorbeeld en wel om de volgende reden:

Het regelcriterium voor de expander wordt onttrokken aan het signaalniveau vóór de expander. Dit impliceert, dat niveauvariaties ten gevolge van dempingsvariaties op de transmissieweg door de expander eveneens worden vergroot. Naarmate de compressiegraad groter wordt gekozen, worden ook strengere eisen gesteld aan de constantheid van de demping op de transmissieweg.

Juist aan de noodzaak van een zo constant mogelijke demping van de transmissieweg wordt op een radioverbinding niet voldaan; ten gevolge van de op de radioverbinding optredende 'fading' wordt de omhullende van het uitgezonden signaal aanzienlijk vervormd. Bij het gebruikelijke modulatiesysteem (enkelzijbandmodulatie) is de omhullende van het uitgezonden signaal niet constant, maar een afbeelding van de omhullende van het modulerende signaal. Aan het ontvangen signaal is niet meer te zien of niveauvariaties afkomstig zijn van fading of van de natuurlijke niveauvariaties in de spraak. Een effectieve fadingcompensatie is daarom onmogelijk; om dezelfde reden kunnen companders van het op kabelverbindingen gebruikelijke type niet in radioverbindingen worden toegepast.

Een ander gevolg van de niet-constante demping van een radioverbinding is, dat de stabiliteit van het vierdraadsgedeelte van de verbinding, waar het radiocircuit een gedeelte van vormt, slechts kan worden gehandhaafd door gebruik te maken van zgn. sluiterschakelingen; dit wordt geïllustreerd in fig. 3.

Het gedeelte van een telefoonverbinding, waarin versterkerschakelingen voorkomen, is vierdraads uitgevoerd. Dit vierdraadsgedeelte wordt aan beide zijden afgesloten door vorkschakelingen, die de overgang van tweedraads- naar vierdraadsverbinding mogelijk maken. Als deze vorkschakelingen goed gebalanceerd zijn, is alleen overdracht van vierdraads naar twee-

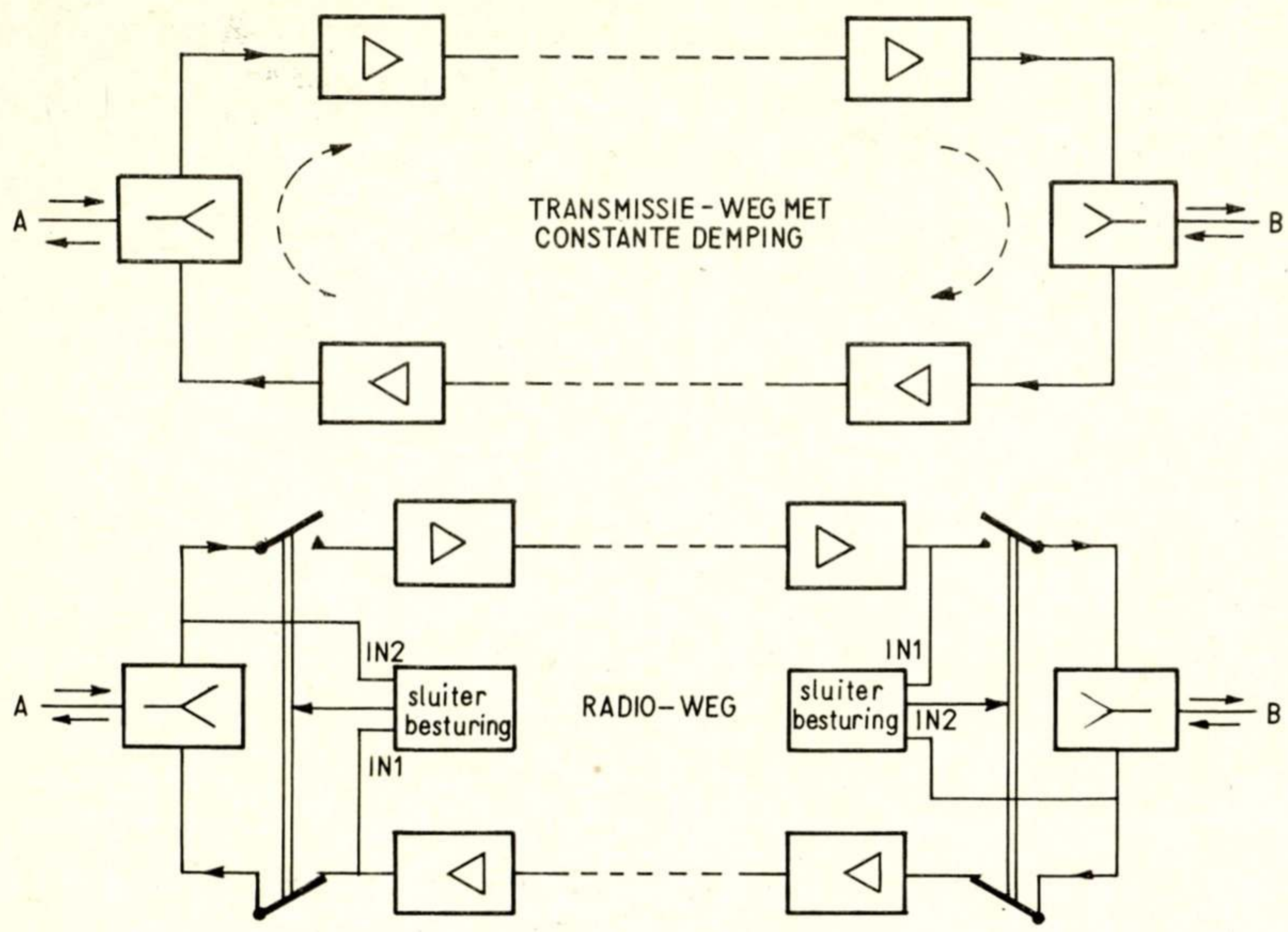


Fig. 3. Voorbeeld van telefoonverbindingen die gedeeltelijk vierdraads zijn uitgevoerd. Als de demping binnen het vierdraadsgedeelte niet constant is (radioweg), mag de lus niet gesloten worden. In dat geval worden sluiterschakelingen toegepast.

draads (en omgekeerd) mogelijk; de beide takken van het vierdraadsgedeelte zijn dan volledig van elkaar geïsoleerd.

In de praktijk treedt echter altijd, o.a. door misaanpassing, vorkoverloop op; ten gevolge daarvan bedraagt de demping tussen beide takken van het vierdraadsgedeelte dikwijls niet meer dan 10 dB en soms nog minder; er wordt dus een lus gevormd. Binnen deze lus mag de rondgaande versterking niet te groot zijn in verband met de stabiliteit. Men maakt de nominale versterking per tak van het vierdraadsgedeelte daarom niet groter dan 0 dB; er is dan nog een behoorlijke reserve.

Komt in de verbinding een radioweg voor, dan is men dus niet zeker van de rondgaande versterking; de lus mag daarom niet gesloten worden. Men bereikt dit m.b.v. de in fig. 3 getekende schakelaars, die deel uitmaken van de zgn. sluiterschakelingen. In de getekende situatie praat abonnee B en is de verbinding B-A gesloten; als A gaat spreken, klappen de schakelaars om en is de verbinding A-B mogelijk. De stuurinformatie voor deze schakelaars wordt geleverd door een commandoschakeling, waarin de sterkte van de signalen in beide richtingen wordt vergeleken. Het is duidelijk dat dergelijke sluiterschakelingen een aantal nadelen bezitten, waardoor de gesprekskwaliteit nadelig kan worden beïnvloed. Zo is het voor een zachte spreker moeilijk om een luide spreker te interrumperen; korte opmerkingen van één van beide sprekers kunnen door de traagheid van de sluiterschakelingen zelfs geheel verloren gaan. De sluiters kunnen ten onrechte reageren op ruis en storingen, afkomstig van de radioweg, waardoor ongewenste interrupties optreden.

3. Companders met hulpsignaal

Dank zij de ontwikkeling van nieuwe compandertechnieken is de kwaliteit van radioverbindingen aanzienlijk te verbeteren. Deze nieuwe technieken zijn het eerst toegepast door *De Jager* en *Greefkes* in het FRENA-systeem (FRequentie EN Amplitude) [2]. Bij dit systeem wordt het aangeboden spraaksignaal in twee signalen gesplitst; het ene signaal – het 'frequentiesignaal' – bevat informatie omtrent de nuldoorgangen van het spraaksignaal, het andere signaal – het 'amplitudesignaal' – bevat informatie omtrent de omhullende van het spraaksignaal. Beide signalen hebben een constante amplitude; zij kunnen als gevolg daarvan getrouwer worden overdragen dan het oorspronkelijke spraaksignaal.

Doel van het systeem was vnl. om bij een zeer hoog ruisniveau op de transmissieweg nog communicatie mogelijk te maken. Dit doel kon inderdaad worden bereikt, zelfs bij een hoogfrequent-bandbreedte, niet of nauwelijks groter dan de bandbreedte van het oorspronkelijke spraaksignaal. De daarbij optredende vervorming (een gevolg van de uitvoering van het systeem) verhinderde echter de toepassing in commerciële telefoonverbindingen.

Uitgaande van het FRENA-principe zijn compandersystemen ontwikkeld, o.a. door de Engelse PTT onder de naam 'LINCOMPEX' (LINked COMpression and EXpansion) [3] en door BELL onder de naam 'CNL-system' (Constant Net-Loss system) [4], die inmiddels vrij algemeen in radiotelefooncircuits worden toegepast. Het principe van deze compandersystemen wordt geïllustreerd in fig. 4.

In de compressor worden de niveauvariaties van het spraaksignaal volledig geëlimineerd; er wordt dus aan de zender een signaal met constant niveau aangeboden. Het signaal aan het eind van de radioweg fluctueert echter ten gevolge van fading; dank zij het feit dat een constant signaalniveau werd uitgezonden, kunnen deze fluctuaties volledig worden gecompenseerd. Dit geschiedt in de schakeling, aangeduid met 'fading compensatie'; dit is in principe een snel regelende AVR-schakeling. Het signaal aan de uitgang van deze schakeling is weer een getrouwe kopie van het uitgezonden signaal; de regelspanning voor de expander kan in dit geval natuurlijk niet meer worden onttrokken aan het signaalniveau vóór de expander. Om expansie mogelijk te maken wordt het regelsignaal voor de expander opgewekt in het zendgedeelte en samen met het gecomprimeerde spraaksignaal overgezonden.

Voor het overbrengen van het regelsignaal is extra bandbreedte nodig; in de praktijk blijkt dat met een extra bandbreedte van ongeveer 200 Hz kan worden volstaan. Dit is mogelijk omdat sterktevariaties in de spraak relatief traag geschieden. Een spectrumanalyse van de omhullende van een spraaksignaal leert, dat het grootste gedeelte van de energie voorkomt in

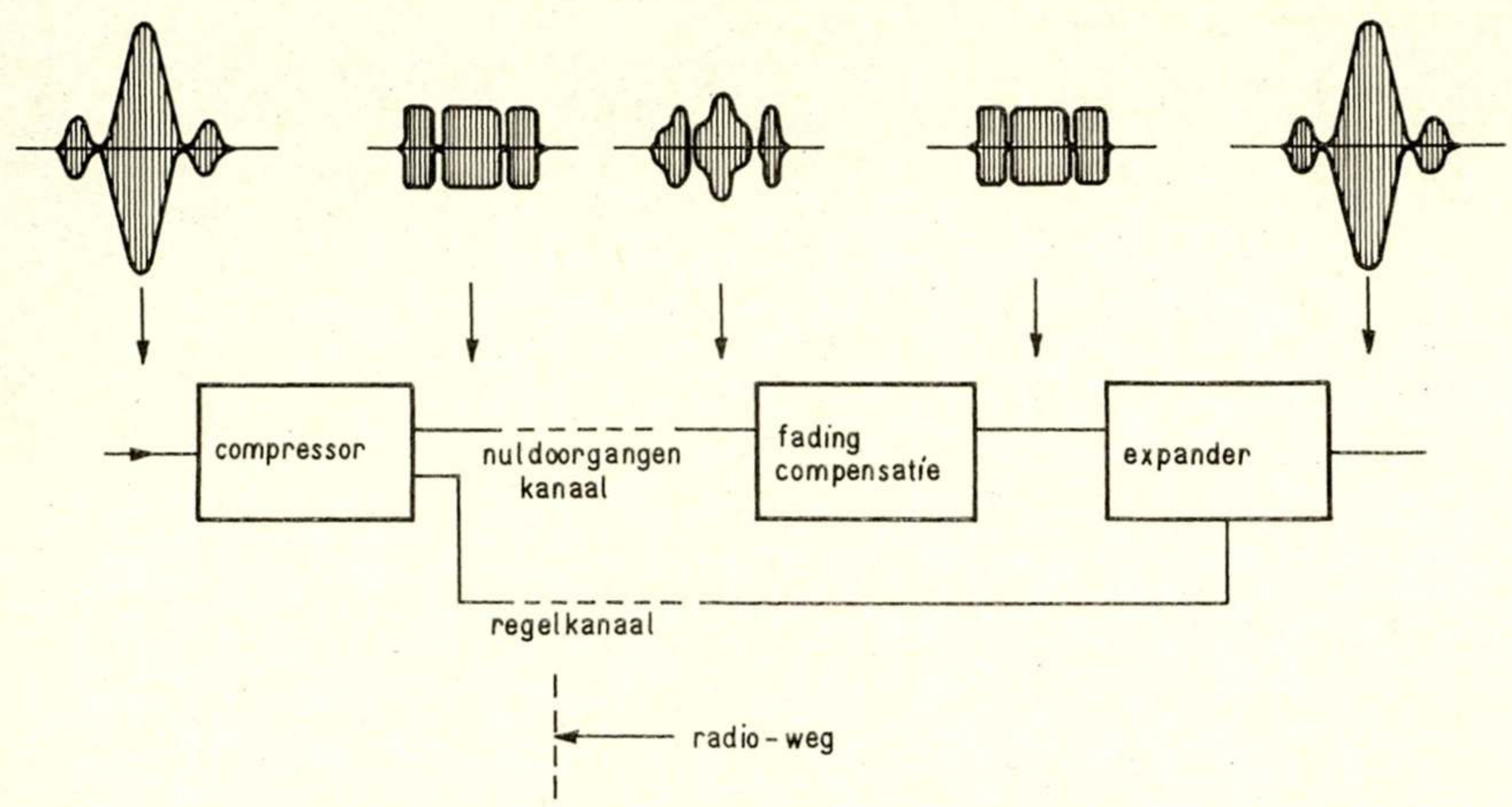


Fig. 4. Verbinding waarin een compander is opgenomen. Het spraaksignaal wordt volledig gecomprimeerd. Expansie is mogelijk dank zij de aanwezigheid van een extra regelkanaal.

de frequentieband van 5 tot 15 Hz (de lettergreepfrequenties). Het regelsignaal kan het lettergreep-ritme nog zeer wel volgen als de laagfrequent-bandbreedte van het regelkanaal beperkt wordt tot 10 à 20 Hz. Het is wel noodzakelijk, dat het regelsignaal zeer getrouw wordt overgebracht; het uitgangsniveau van de expander wordt nl. in dit geval uitsluitend door het regelsignaal bepaald. Een verdere complicatie is, dat het regelsignaal frequenties tot 0 Hz bevat. Om deze redenen kan enkelzijbandmodulatie niet worden toegepast. Met het regelsignaal wordt daarom de frequentie gemoduleerd van een oscillator, waarvan de nominale frequentie juist boven de hoogste over te brengen spraakfrequentie ligt; met een frequentiezwaai van 100 à 200 Hz is aan de gestelde eis te voldoen. Dank zij de grote modulatie-index (10 à 20) is het regelkanaal relatief ongevoelig voor ruis op de transmissieweg.

Resumerend kan worden gesteld, dat deze techniek een aantal voordelen bevat boven de gebruikelijke enkelzijbandmodulatie:
- door de grote compressiefactor is de invloed van ruis en storingen in het spraakkanaal verminderd;
- de invloed van fading kan in principe volledig worden geëlimineerd; daardoor is de demping van het vierdraadsgedeelte, waarin de compander is opgenomen, constant geworden;
- als consequentie van het vorige punt zijn sluiterschakelingen overbodig geworden.

Het eerste punt wordt nader geïllustreerd in fig. 5. In dit geval is aangenomen, dat op de transmissieweg een hoog ruisniveau en geen fading aanwezig is. Zwakke en sterke passages in de spraak worden, dank zij de aanwezigheid van de compressor, met gelijk niveau uitgezonden; aan de ingang van de expander is de signaal-ruisverhouding voor beide gevallen dus gelijk. Ook aan de uitgang van de expander moet dit het geval zijn, zoals is aangegeven in de figuur. Het ruisniveau varieert in hetzelfde ritme als de spraak; in een gesprekspauze wordt de ruis zelfs volledig onderdrukt. De compander is blijkbaar ook een effectief werkende geruisonderdrukker.

4. Uitvoering van een compander

In de fig. 6a en 6b is de mogelijke opbouw van de twee, in het voorgaande besproken, compressors aangegeven:

Een 'factor 2'-compressor bevat een regelbare versterker, waarvan de versterking omgekeerd evenredig is met de regelspanning V_R; wij kunnen deze versterker dus ook opvatten als een variabele verzwakker (de demping is evenredig met de regelspanning). De uitgangsspanning van de versterker wordt gelijkgericht en gefilterd; in dit filter worden de lettergreepfrequenties nog doorgelaten. De spraakfrequenties moeten worden onderdrukt om vervorming (en ook mogelijke instabiliteiten) van de regellus te voorkomen.

Een eenvoudige berekening toont aan, dat:

$$20\,{}^{10}\log \bar{V}_u = \tfrac{1}{2} \cdot 20\,{}^{10}\log \bar{V}_i + 10\,{}^{10}\log C;$$

niveauvariaties aan de ingang worden dus tot de helft gereduceerd. De bijbehorende expander bevat een versterker, waarvan de versterking recht evenredig is met de regelspanning; deze

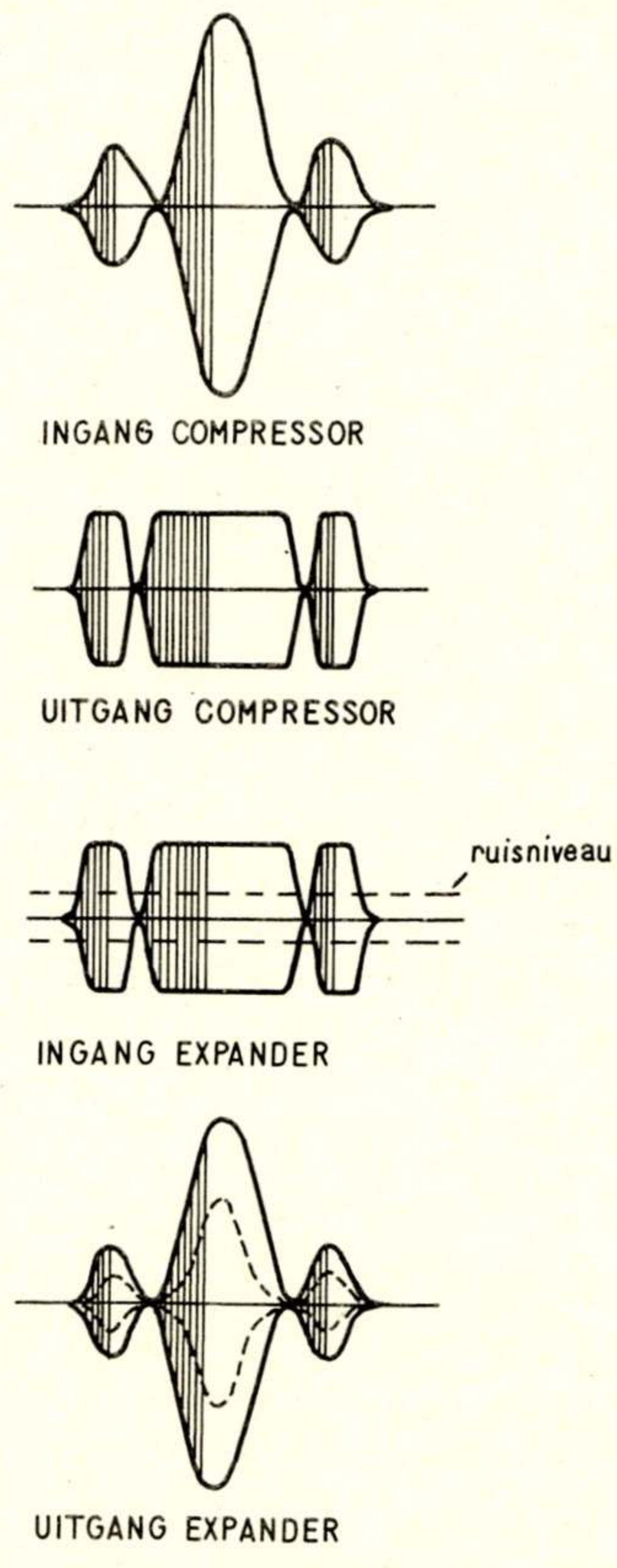


Fig. 5. Illustratie van de geruisonderdrukkende werking van een compandersysteem.

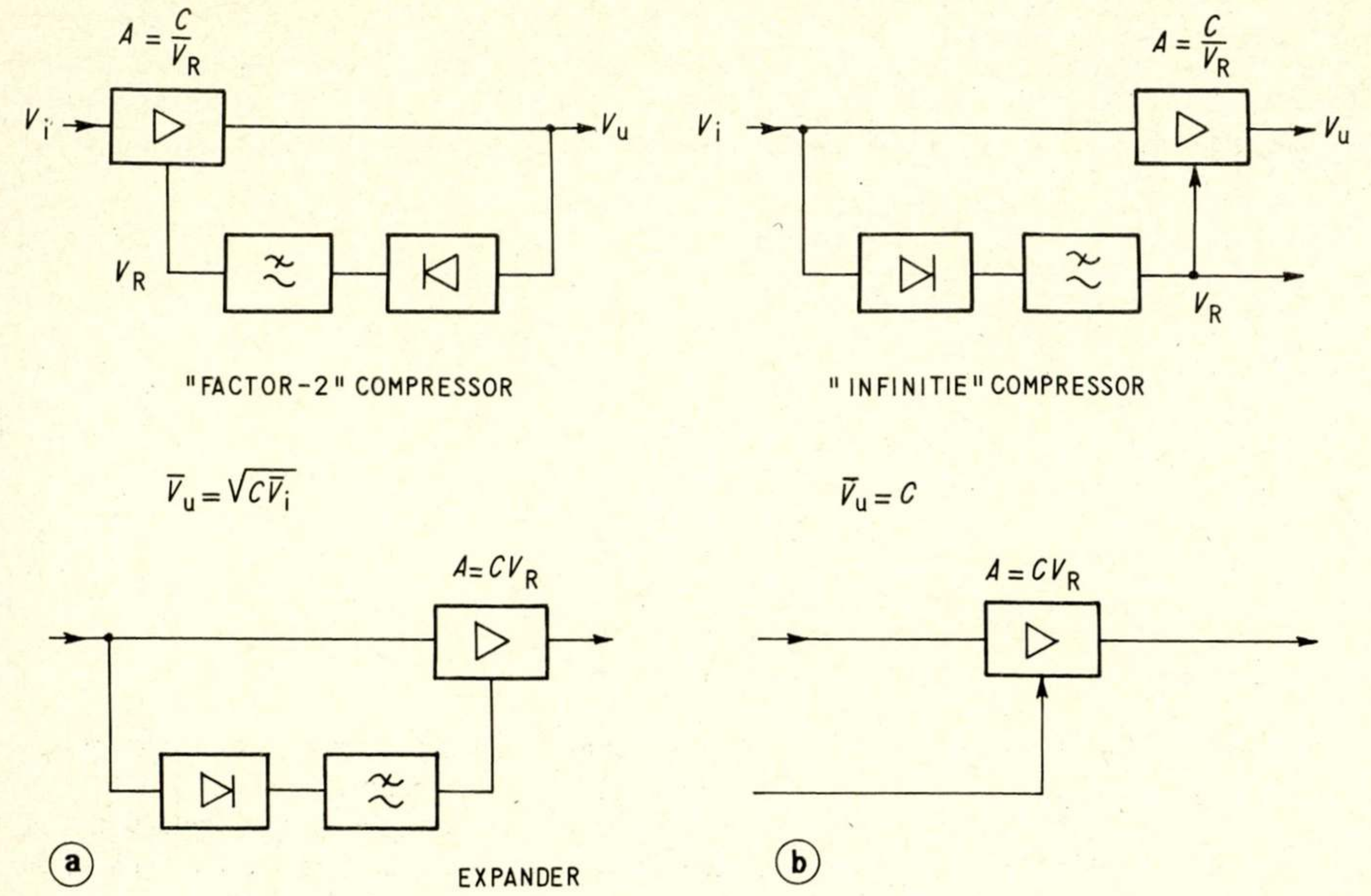


Fig. 6a. Schematische opbouw van een 'factor 2'-compressor en bijbehorende expander.
6b. Schematische opbouw van een 'infinite-compressor' en bijbehorende expander.

regelspanning wordt verkregen door gelijkrichting en filtering van het ingangssignaal van de expander.

Een volledig comprimerende compressor kan worden opgebouwd uit dezelfde elementen als een 'factor 2'-compressor; in dit geval wordt de ingangsspanning gelijkgericht. De regelspanning varieert dus evenredig met het ingangssignaalniveau, zodat eenvoudig is in te zien dat het uitgangsniveau constant is. De bijbehorende expander bevat weer een versterker waarvan de versterking evenredig is met de regelspanning. De compressor en de expander worden beiden gestuurd met dezelfde regelspanning; hiermee wordt bereikt, dat het samenstel compressor-expander zich gedraagt als een versterker met een constante versterking.

Wij kunnen de verschillen tussen beide typen compressors ook op de volgende wijze aangeven:

Bij de 'factor 2'-compressor wordt een achterwaartse regeling toegepast; dit heeft een aantal consequenties voor de werking van een dergelijke compressor:

- omdat de regelspanning bij een veranderend ingangsniveau moet variëren, moet noodzakelijkerwijze ook de uitgangsspanning variëren. Welke regelkarakteristiek ook voor de regelbare versterker wordt gekozen, het uitgangsniveau kan nooit constant worden;
- er wordt een gesloten lus gevormd, waardoor de schakeling instabiel kan worden;
- ten gevolge van de aanwezigheid van het filter in het regelkanaal wordt het regelsignaal iets vertraagd t.o.v. het spraaksignaal aan de versterker toegevoerd; dit heeft een nadelige invloed op het dynamische gedrag van het systeem;
- bij het ontwerp van een dergelijke compressor moet worden gerekend op een mogelijke variatie van zeker 60 dB in het ingangssignaalniveau. Dank zij het feit, dat de detector aan de uitgangszijde is aangesloten, behoeft deze slechts over een gebied van ongeveer 30 dB lineair te detecteren. Om dezelfde reden behoeft het regelbereik van de regelbare versterker niet groter te zijn dan 30 dB.

Bij de 'infinite'-compressor wordt een voorwaartse regeling toegepast. De consequenties hiervan zijn:

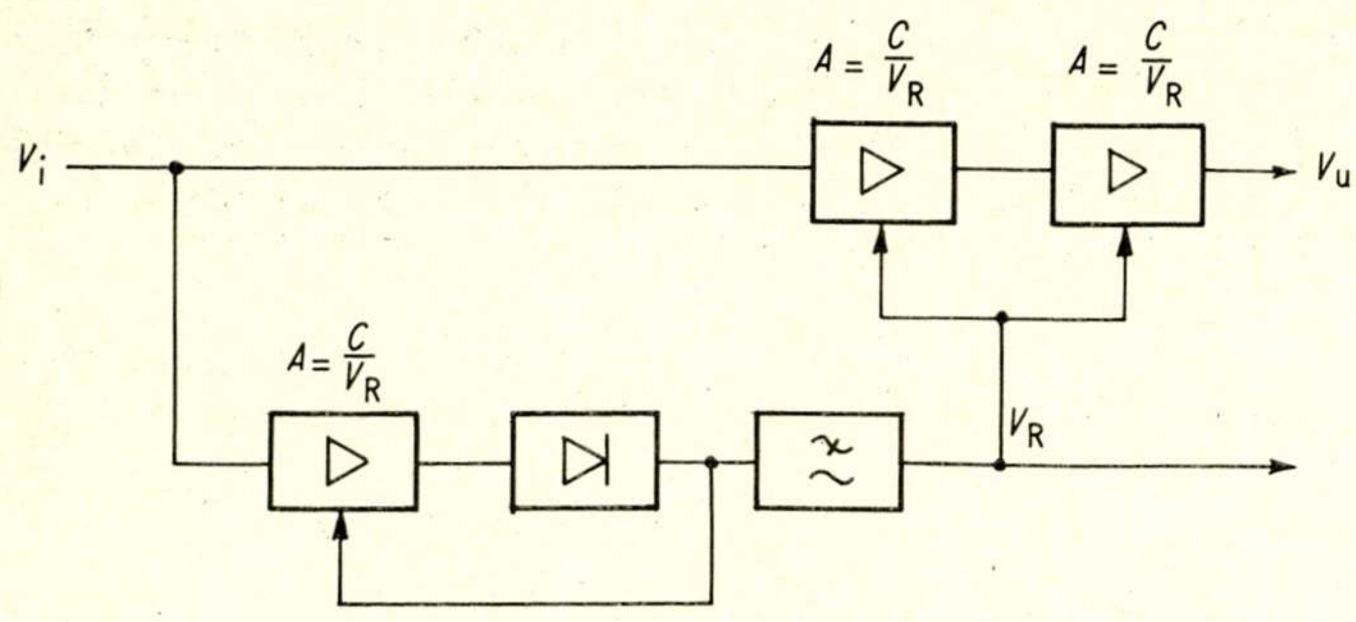
- dank zij het feit dat de regelinformatie ontstaat door gelijkrichting van het ingangssignaal, is volledige compressie mogelijk. Het regelsignaal moet echter samen met het gecomprimeerde signaal worden overgezonden;
- er wordt geen gesloten lus gevormd, dus geen kans op instabiliteiten;
- ook in dit geval kan het dynamische gedrag worden beïnvloed door de looptijd in het filter; de invloed van deze looptijd kan echter volledig worden gecompenseerd. Wij zullen hierop nog nader terugkomen;
- het regelgebied van de regelbare versterker moet veel groter zijn dan in het geval van de 'factor 2'-compressor, nl. 60 dB. De detector moet over een gebied van 60 dB lineair kunnen detecteren.

Aan de eisen, genoemd in het laatste punt, is zeer moeilijk te voldoen; daarom wordt de schakeling in deze eenvoudige uitvoering niet toegepast.

Volledige compressie is ook mogelijk m.b.v. een schakeling die de voordelen van beide principes in zich verenigt (zie fig. 7). Men herkent in deze schakeling weer het principe van voorwaartse regeling; het ingangssignaal wordt gelijkgericht. De detector vormt hier echter samen met een regelbare versterker een 'factor 2'-compressor, zodat de regelspanning slechts 30 dB behoeft te kunnen variëren. Opgemerkt zij, dat in dit geval het afvlakfilter buiten de regellus is gehouden, zodat de regelsnelheid in deze lus groot is. Om in deze schakeling een constant uitgangsniveau te verkrijgen worden twee regelbare versterkers in tandem geschakeld.

5. Looptijdcompensatie

Het is niet voldoende om alleen het statische gedrag van een compander te beschouwen. Als een compander in een telefoonverbinding is opgenomen, kan het ingangsniveau in korte tijd variëren. Het is wenselijk om het gedrag ook voor snel variërende signalen optimaal te maken. De moeilijkste situatie treedt op bij een sprongvormige verandering van het ingangsniveau. Wij zullen nu nagaan hoe de responsie van de in het voorgaande besproken compressorschakeling is op een ingangssignaal, dat



$$V_R = \sqrt{C V_i}$$

$$V_u = \left(\frac{C}{V_R}\right)^2 x\, V_i = \frac{C^2 V_i}{C V_i} = C$$

Fig. 7. Een alternatieve methode om volledige compressie te verkrijgen. In deze schakeling worden minder zware eisen gesteld aan de regelbare versterkers en aan de detector dan in de schakeling volgens fig. 6b.

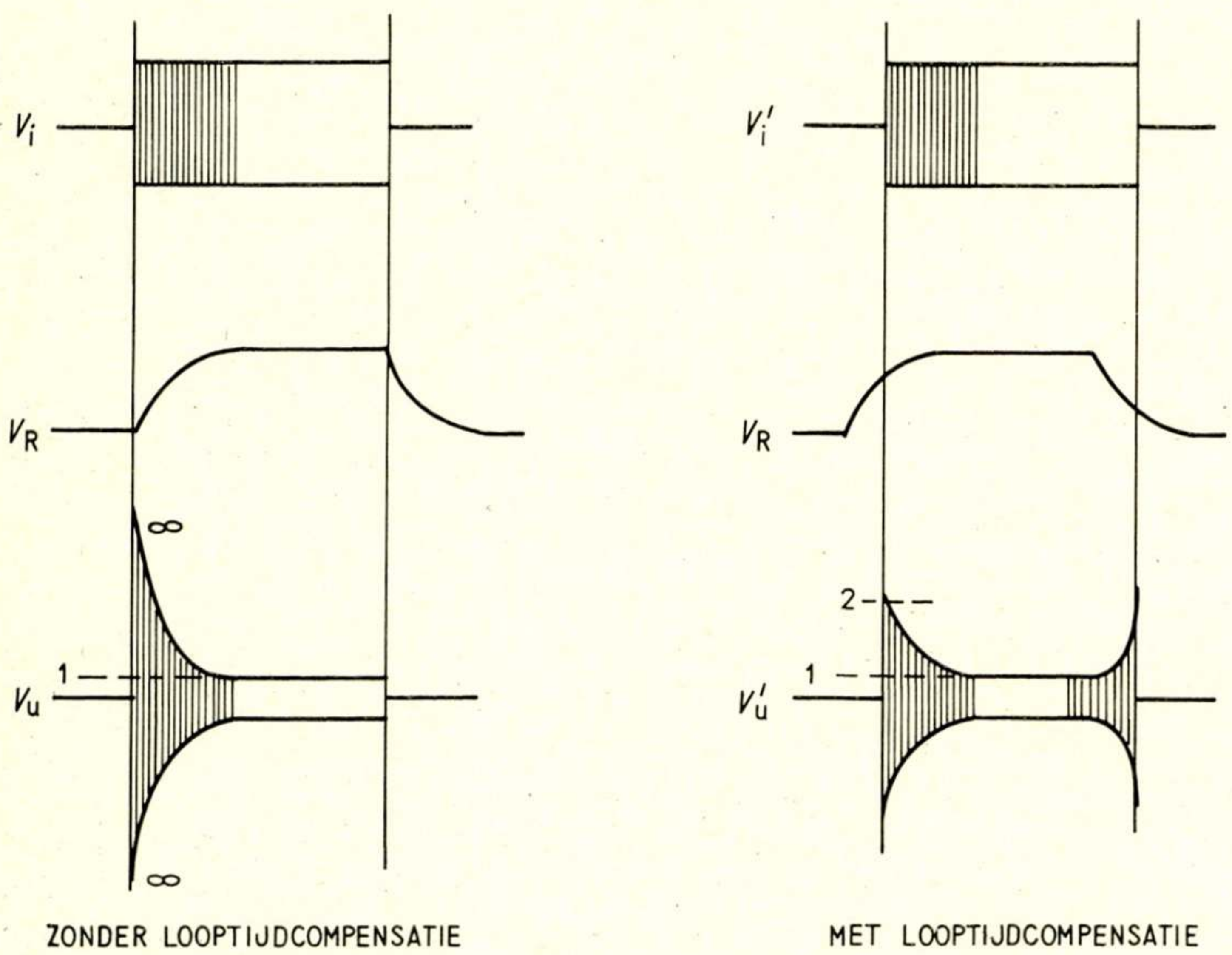


Fig. 8. Responsie van een compressor op een plotselinge niveauvariatie van het ingangssignaal. V_i' is het ingangssignaal van de compressor. Dit signaal is een zekere tijd vertraagd t.o.v. het regelsignaal dank zij de aanwezigheid van een extra vertragingsnetwerk.

plotseling wordt ingeschakeld, enige tijd een constant niveau behoudt en vervolgens wordt uitgeschakeld (zie fig. 8).

De regelspanning heeft – zowel bij het inschakelen als bij het uitschakelen – een zekere tijd nodig om een eindwaarde te bereiken. Als het filter in het regelkanaal (zoals meestal het geval is) een eenvoudig eerste-orde-filter is, wordt het gedrag van de regelspanning bij het in- en uitschakelen beschreven door een exponentiële functie. De uitgangsspanning van de compressor is gelijk aan het produkt van de ingangsspanning en het omgekeerde van de regelspanning; direct na het inschakelen zou de uitgangsspanning van een ideale compressor dus oneindig groot worden. Bij een niet-ideale compressor zou de uitgangsspanning gedurende een zekere tijd worden begrensd.

Niet alleen zou dus van een werkelijke compressie nauwelijks sprake zijn – in het uitgangssignaal komen nog aanzienlijke variaties voor – maar ten gevolge van de begrenzing zou ook vervorming optreden (ten gevolge van de korte tijdsduur hoorbaar als klikken). Bovendien kan gedurende de tijd dat het signaal begrensd wordt geen volledige expansie worden gerealiseerd. Niet alleen de inhoud van de impuls wordt vervormd, ook de omhullende van de impuls wordt niet meer getrouw afgebeeld; dit effect is in de figuur niet getekend.

In de expander worden nog, gedurende enige tijd na het uitschakelen van de ingangsspanning, ruis- en stoorsignalen, afkomstig van de radioweg, versterkt. Juist door de afwezigheid van het eigenlijke signaal is dit effect duidelijk hoorbaar.

De traagheid van het regelkanaal is gelukkig (althans bij een voorwaarts regelende compressor) gedeeltelijk te compenseren; dit wordt bereikt door het inschakelen van extra looptijd in het spraakkanaal. Het resultaat hiervan is in dezelfde figuur aangegeven. Het ingangssignaal wordt een tijdje vertraagd doorgegeven aan de compressor. Gedurende deze tijd heeft de regelspanning juist de helft van de eindwaarde bereikt; dit heeft verschillende gevolgen:

- de tijdsduur gedurende welke de 'overshoot' optreedt is verkleind;
- de grootte van de 'overshoot' is aanzienlijk verminderd. Bij een juiste dimensionering van de versterkers behoeft geen begrenzing op te treden;
- ook bij het uitschakelen treedt 'overshoot' op. De looptijd van het vertragingsnetwerk wordt nu zodanig gekozen, dat de 'overshoot' bij het uitschakelen even groot is als bij het inschakelen. Uit een eenvoudige berekening volgt dat de optimale situatie wordt bereikt als de looptijd gelijk wordt gemaakt aan 0,7 maal de RC-tijd van het filter in het regelkanaal. In deze tijd bereikt de regelspanning – zowel bij het in- als bij het uitschakelen – juist de helf van de eindwaarde;
- in dit geval wordt in de expander (even vóór en even ná de

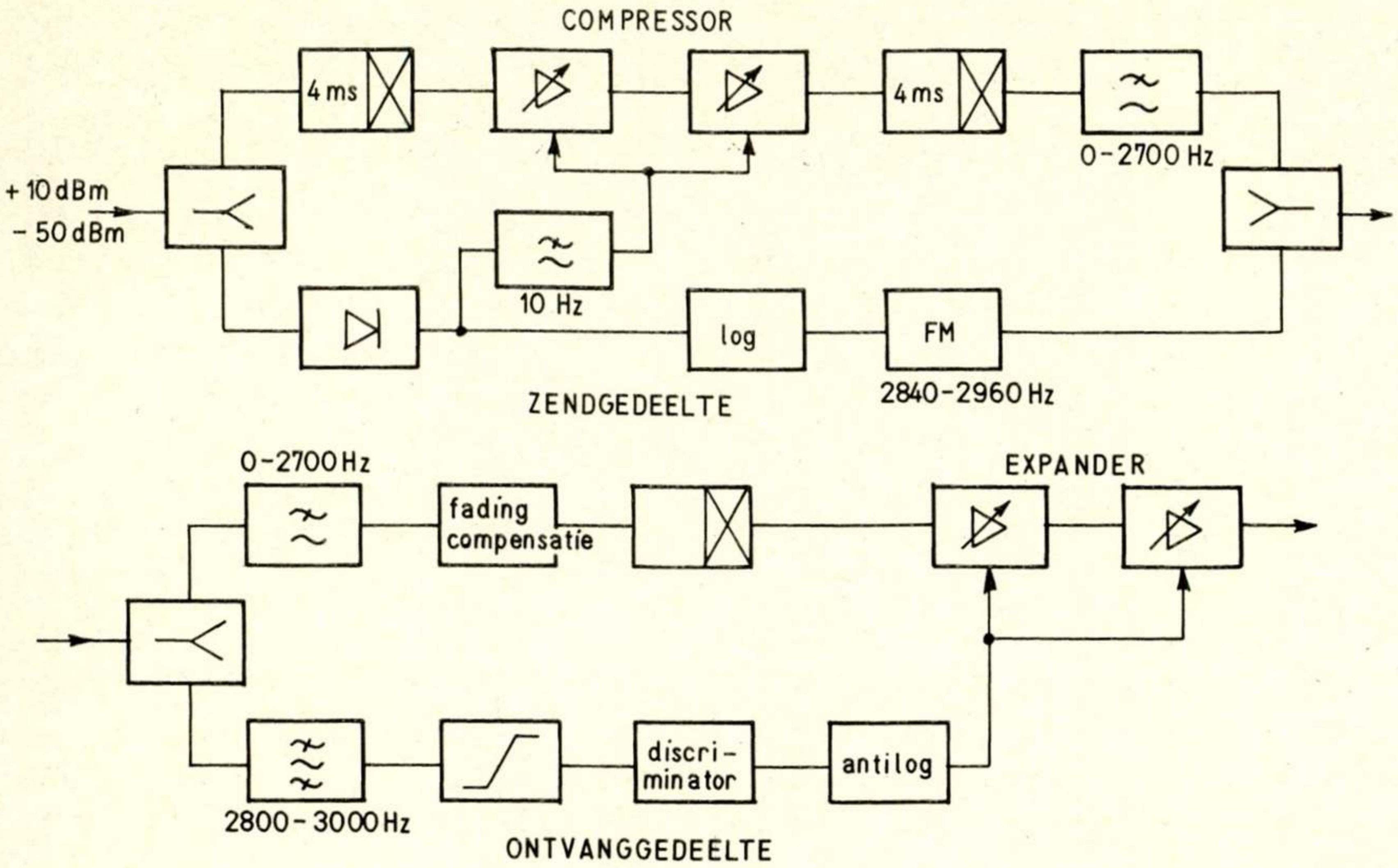


Fig. 9. Schematische opbouw van een compandersysteem, sinds kort in gebruik op HF-radiotelefoonverbindingen.

impuls) het ruisniveau opgeregeld, echter gedurende een kortere tijd en tot een lager niveau dan in het eerste geval.

6. Praktische uitvoering van een companderschakeling

In fig. 9 is tenslotte een compleet blokschema getekend van een compandersysteem, zoals het inmiddels in radioverbindingen wordt toegepast. Deze compander is opgebouwd volgens de in het voorgaande besproken principes. Over de uitvoering nog enkele opmerkingen:

- Het totale looptijdverschil tussen spraakkanaal en regelkanaal kan enkele tientallen ms bedragen. Alleen het gedeelte van het looptijdverschil, afkomstig van het filter in het regelcircuit van de compressor, wordt gecompenseerd door het looptijdnetwerk vóór de compressor; het restant van het verschil wordt gecompenseerd door looptijdnetwerken achter de compressor en voor de expander.
- In het zendgedeelte wordt de spraakbandbreedte begrensd tot 2700 Hz; het regelsignaal wordt ondergebracht in de frequentieband van 2800-3000 Hz. Beide signalen worden gesommeerd en gezamenlijk overgebracht in een normaal spraakkanaal van 3 kHz breedte.
- In het regelkanaal is een logaritmische versterker aangebracht vóór de FM-oscillator. Hiermee wordt bereikt, dat frequentieverschillen tussen zend- en ontvanggedeelte (bijv. ten gevolge van het verlopen van de centrale frequentie van de FM-oscillator) resulteren in vaste relatieve versterkingsvariaties, ongeacht het absolute signaalniveau.
- Voor het overbrengen van het regelsignaal wordt frequentiemodulatie toegepast. De frequentie van de FM-oscillator varieert 120 Hz bij een ingangsniveauvariatie van 60 dB, dus 2 Hz per dB niveauvariatie; dit betekent overigens, dat vrij zware eisen worden gesteld aan de stabiliteit van alle oscillatoren die in de verbinding voorkomen. Wordt als eis gesteld dat de versterking tussen de ingang en de uitgang van het systeem niet meer dan 1 dB mag variëren, dan mag de gezamenlijke variatie van de frequentie van alle oscillatoren niet meer dan 2 Hz bedragen.

7. Conclusie

In het voorafgaande is een korte uiteenzetting gegeven van de oorzaken, die hebben geleid tot de ontwikkeling van kwaliteitsverbeterende systemen voor radiotelefoonverbindingen. Vervolgens zijn de principes en uitvoering besproken van een systeem, waarmede het gestelde doel is te bereiken. Rest nog op te merken dat, na toepassing van companders in radiotelefoonverbindingen, door verschillende administraties inderdaad een duidelijke toeneming van de kwaliteit is aan te tonen, hetgeen blijkt uit een kortere gemiddelde gespreksduur en een toeneming van het telefoonverkeer via deze verbindingen.

Literatuur

[1] J. A. Greefkes, P. J. v. Gerwen, F. de Jager: 'Companders met hoge graad van compressie der niveauvariaties op telefonieverbindingen', Ph. T. T., 26, 1964/65, no. 4/5, pp. 116 ... 127.
[2] F. de Jager, J. A. Greefkes: 'FRENA', een systeem voor overbrenging van spraak bij hoge ruisniveaus', Ph. T. T., 19, 1957, no. 3, pp. 65 ... 76.
[3] L. K. Wheeler: 'Taking the noise out of radiocircuits', Post Office Telecomm. J., 18, 1965, no. 2, pp. 26 ... 29.
[4] J. M. Fraser, H. H. de Haas, M. G. Schachtman: 'An improved high-frequency radiotelephone-system, featuring constant net loss operation, B.S.T.J. 46, 1967, no. 4, pp. 677 ... 720.

Korte technische berichten

'Side looking airborne radar' voor civiel gebruik

Raytheon Company meldt dat zij in opdracht van vijf oliemaatschappijen voor het in kaart brengen van ongeveer 50 000 km^2 terrein in het Andes-gebergte gebruik zal gaan maken van de reeds lang voor militaire doeleinden toegepaste 'side looking airborne radar'. Het bedoelde gebied gaat vrijwel voortdurend schuil onder een dicht wolkendek en is daarom niet met behulp van luchtfotografie in kaart te brengen.

Met behulp van de genoemde radartechniek verwacht men van een hoogte van 6 km het gehele gebied in ongeveer 15 h te kunnen bestrijken. Voor de interpretatie van de radarbeelden door geologen en geofysici denkt men ongeveer 6 maanden nodig te hebben. Op deze wijze krijgt men een overzicht van de waterhuishouding, geologie, geomorfologie, grondsoorten en begroeiing van het gebied, dat op geen enkele andere manier binnen een dergelijk korte tijd tot stand kan worden gebracht.

Raytheon Company Press Release, 30 oktober 1969.

Nieuwe ferriet-technologie verbetert geïntegreerde schakelingen voor microgolven

Door het toepassen van ferrietsubstraten, die zelf niet magnetisch zijn maar wel magnetisch actieve gebiedjes bevatten, is het 'Philips Zentrallaboratorium' in Hamburg er in geslaagd, magnetische onderdelen, zoals circulatoren en fasedraaiers, planair te integreren in microgolfschakelingen. De eigenschappen van dit nieuwe materiaal zijn vergelijkbaar met die van het totdusver veel toegepaste aluminiumoxyde.

De vooruitgang bij microgolftoepassingen van halfgeleiderelementen heeft de laatste jaren tot een snelle ontwikkeling van geminiaturiseerde microgolfsystemen geleid. De hiervoor noodzakelijke passieve onderdelen worden in een planaire opbouw in de vorm van microstripgeleiders vervaardigd d.m.v. een foto-ets-procédé. Veel schakelingen voor microgolven kunnen het voor een goede werking niet zonder bepaalde magnetische onderdelen stellen, die meestal op het magnetische oxydische materiaal ferriet zijn gebaseerd. De planaire integratie van deze onderdelen stuitte tot dusver op verschillende problemen.

Zo heeft men wel geprobeerd, dergelijke microgolfschakelingen in geïntegreerde vorm aan te brengen op een drager (substraat) die geheel uit magnetisch ferriet bestaat, zodat men, waar dat lokaal nodig is, het magnetische materiaal reeds voorhanden heeft. Op de plaatsen, waar men geen magnetische functie behoeft te vervullen, werkt een dergelijk circuit echter onnodig slecht wegens de magnetische hoogfrequentverliezen in het substraat. Gebruikt men een geheel uit aluminiumoxyde bestaand substraat, dan is het niet eenvoudig daarop op de gewenste plaatsen magnetisch actieve ferriet-onderdelen aan te brengen: beide materialen zijn moeilijk bewerkbaar en – wegens van elkaar verschillende uitzettingscoëfficiënten – moeilijk goed met elkaar te verbinden.

Dr. P. Holst en *Dr. W. Tolksdorf* van het bovengenoemde laboratorium zijn er in geslaagd, deze problemen op te lossen door de toepassing van een substraat, gevormd uit een niet-magnetisch ferrietmateriaal. Ieder ferromagnetisch materiaal heeft een bepaalde karakteristieke temperatuur, de zgn. Curie-temperatuur, waarboven de ferromagnetische eigenschappen afwezig zijn. Genoemde onderzoekers wisten een ferrietsubstraat te vervaardigen met een Curie-temperatuur die ver beneden kamertemperatuur was gelegen, zodat het zich bij kamertemperatuur als een conventionele elektrisch goed isolerende stof gedraagt. In dit substraat worden vóór het sinteren gaten geponst, die worden gevuld met bij kamertemperatuur magnetisch actief ferrietmateriaal; het geheel wordt vervolgens gesinterd. Op de zo ontstane vlakke drager kan nu de rest van het circuit worden aangebracht d.m.v. opdamp- en etsprocessen, zoals die bij gewone geïntegreerde schakelingen worden toegepast.

De eigenschappen van dit type substraat zijn nagenoeg gelijk aan die van aluminiumoxyde; alleen het thermisch geleidingsvermogen is lager.

De heer *M. Lemke* van het bovengenoemde laboratorium heeft deze nieuwe techniek o.a. in een Doppler-radar en in fasedraaiers voor de X-band met succes beproefd.

De vermelde resultaten hebben betrekking op laboratoriumexperimenten; voor produktie op grote schaal zal nog verder ontwikkelingswerk vereist zijn.

Philips Research Press Release 701/147/47/N, 14 januari 1970.

Nieuwe zeekabels naar Spanje

Spanje zal binnenkort door middel van een zeer modern telefoonkabelnet met de buitenwereld worden verbonden. In de komende twee jaren zal door de 'Standard Telephones and Cables (ITT)' meer dan 3000 zeemijl lichtgewicht-kabel (Ø 1,47 in) voor dit doel worden geleverd.

Voor de verbinding met de Canarische Eilanden ('PENCAN II', 825 zeemijl) en met de Balearen ('PENBAL', 171 zeemijl) zal gebruik worden gemaakt van diepzeekabels met 1840 kanalen en getransistoriseerde onderwaterversterkers. Voor verbindingen met Rome (1000 zeemijl) en Engeland (477 zeemijl) zullen 640-kanaals kabels worden gelegd.

ITT Persbericht nr. 421, 23/1/70

Snelheidsmeting aan projectielen

Het Britse Ministerie van Defensie heeft een contract afgesloten met de 'Electronic & Display Equipment Division of Ferranti Ltd.' voor de levering van apparatuur voor het meten van de snelheid en van het snelheidsverloop van projectielen. Deze apparatuur zal op een aantal schietbanen in Engeland worden toegepast en dient in de loop van dit jaar te worden afgeleverd.

Het meetsysteem bestaat uit drie eenheden, te weten:

– een X-band-radar die dicht bij de loop van het kanon wordt geplaatst;

– een verwerkingseenheid, die de Doppler-verschuiving in de frequentie van het door het projectiel teruggekaatste radarsignaal detecteert en omrekent in een snelheidswaarde;

– een uitvoereenheid, die in een papierband de berekende snelheidswaarden uitponst.

De apparatuur heeft een absolute nauwkeurigheid van 1 op 10 000 over een zeer breed snelheidsgebied (volgens de fabrikant zou deze nauwkeurigheid een factor 10 beter zijn dan die

van de op dit moment op de markt zijnde andere apparatuur) en is ontworpen voor een storingvrij gebruik in het temperatuurgebied van − 10 °C tot + 40 °C. De opwarmtijd bedraagt minder dan vijf min.

Een hoge graad van betrouwbaarheid kon worden bereikt door het gebruik van een 'solid state' microgolfbron in combinatie met silicium-transistoren en halfgeleiders.

Op de verwerkingseenheid wordt (ter controle) het verloop van de snelheid als functie van de tijd op een oscilloscoopscherm zichtbaar gemaakt, terwijl tevens de gemeten snelheden tijdens drie in de tijd gezien achter elkaar liggende perioden op een aantal 'Nixie'-buizen worden aangegeven.

Press Release Ferranti, 26 januari 1970.

Boekennieuws

JIŘÍ VLACH: **Computerized Approximation and Synthesis of Linear Networks,** 477 blz., 200 fig. Uitg.: John Wiley and Sons Ltd., Sussex, 1969. Prijs: 140 s.

Tot de techniek van het ontwerpen van filternetwerken behoort het oplossen van het zgn. approximatieprobleem, waarbij men – uitgaande van een gewenste karakteristiek – een realiseerbare functie moet vinden welke deze karakteristiek op acceptabele wijze benadert.

Het boek behandelt hoofdzakelijk dit probleem; de auteur is er in de hoofdstukken 5 ... 12 in geslaagd, deze niet eenvoudige materie met duidelijkheid en in de meeste plaatsen tot voldoende diepte aan ingenieurs te brengen, zonder zijn lezers te belasten met een uitgebreide bewijsvoering van de verschillende standaardtheorema's uit de approximatietheorie. Al degenen, die ooit met de grote verscheidenheid van formules en technieken voor de benadering van amplitude- of groeplooptijdkarakteristieken geconfronteerd zijn geweest, zullen het op prijs stellen deze onder één hoofd te kunnen vinden met duidelijke uitleg van het onderlinge verband en geïllustreerd met vele voorbeelden.

De overige hoofdstukken 1 ... 4, 13 en 14 behandelen de elementaire signaal- en netwerktheorie. Niet alleen is er thans geen gebrek aan goede leerboeken over deze onderwerpen, maar de auteur biedt ook geen nieuwe gezichtspunten aan. In het gunstigste geval zouden deze hoofdstukken met hun summiere behandeling het geheugen van de lezer m.b.t. deze onderwerpen kunnen opfrissen.

In hoofdstuk 5 worden de standaardformules uit de netwerktheorie in voor numerieke berekening geschikte vorm gebracht. Dit wordt gevolgd door een beschouwing over bi-lineaire transformaties van het kwadraat van de complexe frequentie, waarvan de goed bekende onderdoorlaat-band-doorlaat-transformatie een speciaal geval is (hoofdstuk 6) en een kundige inleiding in het approximeren van functies door orthogonale stelsels van polynomen, rationele functies en kettingbreuken (hoofdstuk 7). Hierna volgen beschouwingen over de benadering van amplitude-karakteristieken, het gebruik van reeksen van Chebyshev-polynomen voor benadering en effening, alsmede de benadering van een constante groeplooptijd (hoofdstukken 8 ... 10).

Hoofdstuk 11 behandelt het belangrijke probleem van het bepalen van een benadering tot een gewenste fase of groeplooptijd-karakteristiek in een frequentiegebied begrensd door 0 en f_0 Hz. Tenslotte behandelt hoofdstuk 12 benaderingen in het tijddomein. Aan dit onderwerp had de auteur wat meer ruimte kunnen besteden; in het bijzonder het werk van *Schlüssler* en zijn medewerkers verdient opneming met deze stof.

De vele computerprogramma's die het boek bevat – geschreven in Fortran – zullen zeker hun nut bewijzen. Men doet er echter goed aan, hen kritisch te bekijken voordat tot toepassing wordt overgegaan. De kwestie van afrondingsfouten en nauwkeurigheid van de berekende resultaten wordt nauwelijks genoemd.

Ondanks de genoemde onvolkomenheden is het boek zeker aanbevelenswaardig voor allen, die te maken hebben met de benadering van filterkarakteristieken of die een overzicht van dit onderwerp willen hebben.

Prof. dr. K. M. Adams.

Varia

Symposium 'Electronic Industry Management', 17 ... 20 maart 1970, Edinburgh

Dit symposium wordt georganiseerd door het 'Institution of Electrical Engineers (IEE)' in samenwerking met 17 andere organisaties.

De volgende onderwerpen zullen worden behandeld:
- the management of innovation;
- marketing;
- the economics of production;
- management services;
- personnel and training;
- the role of the governments.

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot Conference Department, IEE, Savoy Place, London W.C.2.

Conferentie 'Feldeffekttransistoren', 17 ... 19 maart 1970, Freiburg

De 'Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG)' organiseert in samenwerking met 'NTG-Fachausschuß 3: Halbleiter (Bauelemente und integrierte Schaltungen)' onder bovenstaande titel een bijeenkomst waarop de fysica, technologie, eigenschappen en toepassingen van veldeffecttransistoren zullen worden behandeld.

De ochtend- en middagbijeenkomsten op 17 maart zullen geheel gewijd zijn aan de fysica en technologie (7 voordrachten); de tweede dag worden 8 lezingen gehouden over de elektrische eigenschappen, terwijl de toepassingen van deze transistoren in een 4-tal voordrachten op de derde morgen zullen worden behandeld en 's middags kan een keuze worden gemaakt uit een 5-tal excursies naar fabrieken.

Voor niet-NTG-leden bedragen de kosten voor deelname DM 55,—. Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Geschäftsstelle der NTG-Fachtagung 'Feldeffekttransistoren', 78 Freiburg, Rempartstraße 16, Postfach 1460, Bundesrepublik Deutschland.

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam. Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam. Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

206e Werkvergadering op woensdag 4 maart 1970 in het gebouw van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs, Prinsessegracht 23, Den Haag

Op deze werkvergadering van het NERG, die in samenwerking met de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs wordt georganiseerd, zullen een aantal aspecten van de 'Astronomische Nederlandse Satelliet (ANS)' worden behandeld.

Het programma luidt als volgt:

10.20 uur: Ontvangst, koffie.
10.40 uur: Opening door de voorzitter.
10.45 uur: Drs. W. Bloemendal (Fokker): *Inleiding over het project ANS.*
11.30 uur: Ir. C. Kramer (Natuurkundig Laboratorium Philips): *Systeembeschrijving van de satelliet.*
12.30 uur: Lunch.
14.00 uur: Ir. P. van Otterloo (Natuurkundig Laboratorium Philips): *Standsregeling en satelliet-computer.*
15.00 uur: Theepauze.
15.15 uur: Ir. J. A. Grosjean (PTI Hilversum) en ir. L. J. W. van Loon (PTI Hilversum): *Voedingsapparatuur van de satelliet; Satelliet- en grondcommunicatie-apparatuur.*

Er bestaat gelegenheid deel te nemen aan een lopende koffiemaaltijd in het gebouw van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs. Men kan zich hiervoor – indien men de aanmeldingskaart nog niet heeft ingestuurd – telefonisch opgeven bij: Hr. J. W. Tetteroo, tel.: 070-614411 (overdag), 01761-5870 ('s avonds). De kosten van de lunch ad *f* 4,— dienen te worden voldaan door storting op postrekening 9 47 46 ten name van de Penningmeester NERG, Leidschendam.

Personalia

In Memoriam ir. A. H. de Voogt

Op 14 november 1969 overleed ir. A. H. de Voogt op de leeftijd van 77 jaar. Hij trad op 16 februari 1919 als 'Ingenieur der Telegrafie' in dienst bij het Staatsbedrijf der PTT; na een ruim 40-jarige loopbaan verliet hij op 1 maart 1959 de dienst in het Staatsbedrijf als plaatsvervangend hoofddirecteur Algemene Zaken en Radio.

Al op zeer jeugdige leeftijd was hij sterk geboeid door de radiotelecommunicatie; men treft zijn naam dan ook reeds vóór de eerste wereldoorlog aan onder de toenmalige – zeer weinig talrijke – radio-amateurs. In het voorjaar van 1909 was hij reeds de bezitter van een zelfgebouwd amateurstation (Station VO). Ook was hij nauw betrokken bij de oprichting (in 1916) van de Nederlandse Vereniging voor Radiotelegrafie.

Gedurende het eerste gedeelte van zijn loopbaan bij PTT, tot 23 mei 1945, bewoog ir. de Voogt zich vrijwel uitsluitend op het gebied van de draadtransmissie. Van 1 februari 1939 tot 23 mei 1945 was hij districtshoofd van het telefoondistrict Breda.

Op 23 mei 1945 werd hij benoemd tot hoofd van de Centrale Afdeling Radio van PTT. Van deze functie uit ging hij zich speciaal toeleggen op het onderzoek en de studie van de ionosfeer, het medium dat de wereldwijde uitbreiding van het gebruik van de korte radiogolven mogelijk maakt. Hij was er zich van bewust dat de structuur van de ionosfeer wordt beïnvloed door hetgeen in de ruimte om de aarde gebeurt. Deze omstandigheid, gepaard aan zijn algemene belangstelling voor de astronomie, leidde ertoe dat hij zich ook ging richten op het nieuwe gebied van de radio-astronomie. Als onderdeel van de Centrale Afdeling Radio stichtte hij een speciale afdeling die zich bezighield met het onderzoek van de ionosfeer en met de radio-astronomie. De activiteit van deze afdeling 'IRA', onder de persoonlijke leiding van ir. de Voogt, leidde tot een aantal opmerkelijke publikaties, waarvan verschillende van zijn hand.

Men mag vaststellen dat de snelle start in Nederland van de nog jonge wetenschap van de radio-astronomie (door het beschikbaar stellen van het radiotechnisch potentieel van PTT) voor een niet gering deel is te danken aan het initiatief en de medewerking van ir. de Voogt.

In het bijzonder dient in dit verband te worden genoemd het repareren, opbouwen en beschikbaar stellen van een aantal door de Duitse bezetters in ons land achtergelaten radarreflectoren, de zogenaamde 'Würzburg'-parabolen. Met deze parabolen, opgesteld op het terrein van de PTT Radiostations Kootwijk en Nederhorst den Berg, zijn in het begintijdperk van de radio-astronomie zeer opmerkelijke en bemoedigende resultaten behaald.

Op 1 januari 1953 werd de heer de Voogt benoemd tot plaatsvervangend hoofddirecteur Algemene Zaken en Radio. Ook na de eigenlijke pensioendatum, welke in mei 1957 viel, bleef hij nog actief als hoofd van de afdeling 'IRA', in het bijzonder om in internationaal verband te kunnen medewerken aan de voorbereiding van het Internationale Geophysische Jaar (1957-1958). Tot de activiteiten van ir. de Voogt behoorde ook een intensieve medewerking aan internationale radio-organisaties als CCIR en URSI. Op 1 juni 1960 trok hij zich definitief uit het actieve leven terug.

Met het overlijden van de heer de Voogt is een opmerkelijke figuur van ons heengegaan, die in de herinnering van hen, die hem kenden en met hem werkten, zal blijven voortleven.

M. C. Ennen.

Ledenmutaties

Voorgestelde leden

W. J. Kramer, Goeverneurkade 147, Voorburg (Z.H.).
Ir. J. van der Plaats, Eppe 1, Geldrop.
Ir. Th. J. de Vries, Marathonstraat 82, Purmerend.

Nieuwe adressen van leden

Ir. G. J. M. Boorsma, Sparrenlaan 5, Hollandsche Rading.
Ir. J. H. Dijk, Le Sage ten Broeklaan 7, Eindhoven.
Ir. L. J. M. Esser, Valkenierstraat 193, Valkenswaard.
A. F. A. Hagendoorn, Ing., Cederlaan 6, Nuenen.
Ir. R. J. Nienhuis, Kapteynlaan 18, Veldhoven.
Ir. R. Schornagel, Mr. P. J. M. Aalberselaan 21, Amstelveen.
Ir. F. J. Wassink, Veenenduin 54, Bloemendaal.

Elektronica en Telecommunicatie 3

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.372.85

Het frequentiegedrag van inductieve golfpijpobstakels

door ir. L. Krul, T.H. Delft

Summary: *The Frequency-behaviour of Waveguide-discontinuities.* *Simon* and *Broussaud* have given a procedure for the design of waveguide-filters that takes a certain frequency-behaviour of the discontinuities into account.

This paper is concerned with a class of waveguide-discontinuities that gives a close approximation of the supposed behaviour.

1. Inleiding

De in de golfpijptechniek gebruikte passieve componenten zijn te verdelen in twee categorieën. In de eerste plaats zijn er de componenten, die zijn ontstaan uit puur mechanische behoeften, men denke hierbij aan bochten, schakelaars, koppelstukken, enz. Hiernaast zijn er de componenten, waarmede men een elektrische beïnvloeding van het getransporteerde signaal tot stand brengt. Een met name voor de techniek van de informatietransmissie van uitermate groot belang zijnd voorbeeld hiervan is het microgolffilter.

Het microgolffilter in golfpijpuitvoering is een cascadeschakeling van een aantal transmissie-trilholten. Elke trilholte bestaat uit een stuk golfpijp met twee identieke (zgn. inductieve) obstakels op een onderlinge afstand van ongeveer een halve golflengte [1]; de trilholten worden verbonden door lijnstukken, die in principe een lengte van $\frac{1}{4}$ golflengte en praktisch meestal een lengte van $\frac{3}{4}$ golflengte hebben (zie fig. 1).

Is de verlangde bandbreedte van het filter klein (bijv. in de orde van 1% van de centrale frequentie) dan is het geoorloofd, de obstakels als onafhankelijk van de frequentie te beschouwen; de ontwerpprocedure wordt door de dan toelaatbare benaderingen aanzienlijk vereenvoudigd [2]. Wordt de verlangde bandbreedte echter groter zoals bijv. bij recente toepassingen van de satellietcommunicatie het geval is, dan kan de frequentie-afhankelijkheid van de obstakels niet langer buiten beschouwing blijven.

Simon en *Broussaud* hebben voor het eerst de frequentie-afhankelijkheid van de obstakels in het ontwerp van golfpijpfilters verdisconteerd [3]. Uitgaande van oneindig dunne, verliesvrije obstakels met reflectiecoëfficiënt $r = -\cos u \exp(ju)$ (zie vgl. 9) werd deze frequentie-afhankelijkheid ingevoerd door te stellen dat tg u voldoet aan de relatie $\lambda_g$tg u = constant, waarin λ_g de golflengte in de (rechthoekige) golfpijp is. Langs deze weg kwamen zij tot een ontwerpmethode die in principe voor filters met grotere bandbreedten bruikbaar is. Een praktische moeilijkheid is nog, dat niet alle golfpijpobstakels aan de gewenste relatie $\lambda_g$tg u = constant voldoen, zelfs niet als de obstakels oneindig dun zijn. In het volgende zal echter een klasse van golfpijpobstakels worden besproken, met behulp waarvan de gewenste relatie in principe willekeurig dicht kan worden benaderd.

Zoals bekend gedraagt de golfpijp zich voor elk voortplantingspatroon ofwel elke 'modus', als een hoogdoorlatend filter, waarvan de afsnijfrequentie wordt bepaald door de 'orde' van de modus. Het berekenen van de elektrische eigenschappen van in de golfpijp aangebrachte obstakels berust op het oplossen van randwaarde-problemen; hierbij spelen in principe alle modi, dus oplossingen gekarakteriseerd door de eigenwaarden van de voortplantingsconstante $\gamma_{m,n}$ een rol. Voor de rechthoekige golfpijp geldt:

$$\gamma_{m,n}{}^2 = \left(j\beta_{m,n}\right)^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2$$

waarin $k = 2\pi/\lambda$. Bij de toepassingen, waaraan we hier denken, worden de rechthoekszijden a en b zo gekozen dat alleen de TE_{10}-modus ($m = 1$ en $n = 0$) een reële $\beta = 2\pi/\lambda_g$ heeft (λ_g is de golflengte in de pijp). De hogere modi hebben in dat geval een imaginaire β; zij zullen door hun reactief gedrag de frequentie-afhankelijkheid van het obstakel bepalen.

Een verandering van de geometrie van het obstakel geeft een andere samenstelling van het 'hogere-modi-pakket' en daarmede een ander frequentiegedrag. Aangezien te verwachten is dat de bijdrage tot de frequentie-afhankelijkheid van de verschillende modi af zal nemen met hun orde, is het interessant na te gaan hoe het frequentiegedrag van de reflectiecoëfficiënt verandert als, door geschikte wijziging van de geometrie van het obstakel, de orde van de eerste modus, die bij de vervulling van de rand-

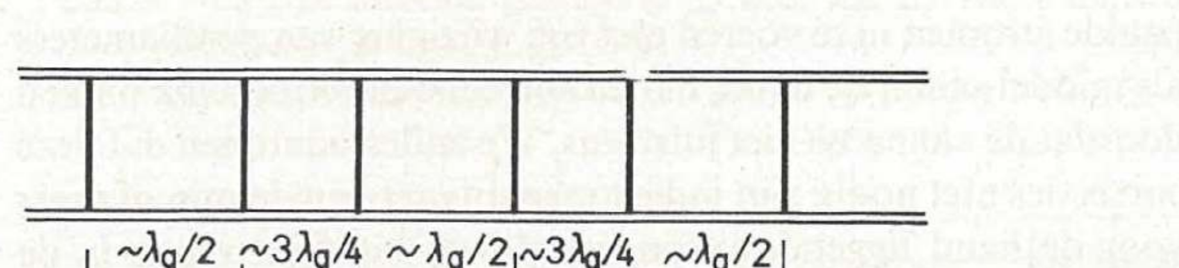


Fig. 1. Golfpijpfilter, bestaande uit 3 trilholten (langsdoorsnede).

voorwaarden een rol speelt, willekeurig hoog wordt gemaakt.

In de rechthoekige golfpijp wordt deze mogelijkheid geschapen door het inductieve obstakel op te bouwen uit dunne, symmetrisch opgestelde identieke pennen. Uitgaande van één centraal opgestelde pen denken we ons in, dat telkens volgende configuraties ontstaan door de bestaande tussenruimten te halveren door het invoegen van nieuwe pennen. Men krijgt zo achtereenvolgens obstakels bestaande uit 3, 7, 15, 31, 63 enz. 'inductieve' pennen (zie fig. 2).

Opgemerkt kan worden, dat *Craven* en *Lewin* eerder van deze meerpens-obstakels gebruik maakten bij de constructie van mechanisch-korte filters [4]. Dank zij het feit, dat de orde van de optredende hogere modi wordt verhoogd, kan de afstand tussen twee opeenvolgende filtersecties van de gebruikelijke $\frac{3}{4}\lambda_g$ tot $\frac{1}{4}\lambda_g$ worden teruggebracht.

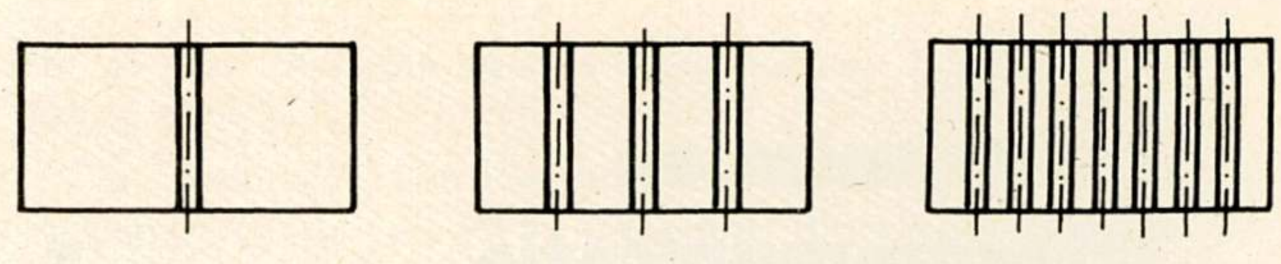


Fig. 2. Enige voorbeelden uit de behandelde klasse van golfpijpobstakels.

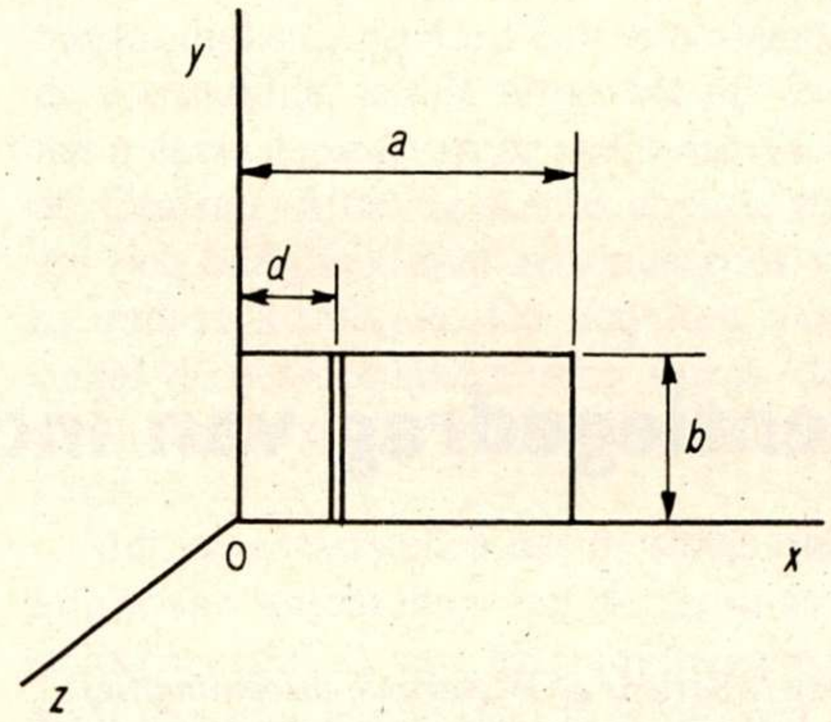


Fig. 3. Dwarsdoorsnede van de golfpijp met obstakel.

2. Het veld van meerpens-obstakels

Voor een kwalitatieve benadering van ons probleem gaan we uit van een verliesvrije configuratie. In dat geval wordt de randvoorwaarde gegeven door de eis dat het totale elektrische veld op het oppervlak van de pennen = nul. Het invallende veld in de grondmodus (TE_{10}-modus) wordt gegeven door:

$$E_y^i = E_0 \sin \pi \frac{x}{a} \exp(-\gamma, z) \qquad (1)$$

Dit invallende veld zal zodanige stromen in de pennen induceren dat aan de randvoorwaarden wordt voldaan.

Voor het éénpens-obstakel (dat we aangebracht denken in de doorsnede $z = 0$, zie fig. 3) is dan een bekende procedure dat men deze pen vervangt door een fictieve stroomdraad, waardoor de nog onbekende stroom I vloeit. Men berekent vervolgens het door deze stroomdraad opgewekte veld E^s; door invoering op het oppervlak van de pen van de voorwaarde $E^i + E^s = 0$ wordt dan I gevonden. Uit de gegeven configuratie volgt dat door de stroomdraad alleen transversaal-elektrische veldcomponenten worden opgewekt van het type TE_{m0}, zodat [5]:

$$E_y^s = -\mathrm{j}\frac{120k\pi}{a} I \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \sin m\pi\frac{x}{a} \cdot \sin m\pi\frac{d}{a} \exp\left(-\gamma_m |z|\right) \qquad (2)$$

waarin

$$\gamma_m = \gamma_{m,0} = \sqrt{\frac{m^2\pi^2}{a^2} - k^2}$$

Bij het aanbrengen van meer pennen kan men het principe der superpositie toepassen. Door elke pen loopt dan een in eerste instantie onbekende stroom en door toepassing van de randvoorwaarden op elke pen verkrijgt men dan juist zoveel vergelijkingen als er onbekende stromen zijn. Uit deze vergelijkingen zou men de onbekende stromen kunnen bepalen, ware het niet, dat de coëfficiënten in deze vergelijkingen een functie van deze stromen zijn. Men kan deze vicieuze cirkel doorbreken door bepaalde stromen in te voeren met een wijziging van pendiameters als middel achter de hand, indien correcties noodzakelijk blijken doordat de aanname niet juist was. We zullen aantonen dat deze correcties niet nodig zijn indien men uitgaat van de min of meer voor de hand liggende veronderstelling, dat de stromen in de pennen zich zullen verhouden als de elektrische veldsterkten ter plaatse vóór het aanbrengen van de pennen, dus volgens het verloop van de E-component van de grondmodus. Deze veronderstelling wordt mede ingegeven door het feit, dat bij de kortsluiting (limietgeval van een oneindig aantal inductieve pennen) het stroomverloop ook deze gedaante heeft.

Stellen we het aantal pennen gelijk aan $4q-1$, met $q = 1$, 2, 4, 8 enz., dan wordt de breedte van de pijp verdeeld in $4q$ gelijke delen. Op grond van onze hypothese verhouden de stromen in de verschillende pennen zich dan als de uitkomsten van $\sin \pi\frac{d}{a}$ met $\frac{d}{a} = \frac{n}{4q}$, waarbij n loopt van 1 tot $4q-1$. Hiervan gebruikmakende vindt men voor het totale door de stroomdraden opgewekte veld:

$$E_y^s = -\mathrm{j}\frac{120k\pi}{a} I \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \sin m\pi\frac{x}{a} \times$$

$$\times \exp\left(-\gamma_m |z|\right) \sum_{n=1}^{4q-1} \sin\frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m\frac{n\pi}{4q} \qquad (3)$$

We bepalen nu de stroom I door toepassing van de randvoorwaarde:

$$E_y^i + E_y^s = 0$$

op de, voor alle configuraties gemeenschappelijke centrale pen. Met de substitutie van vgln. (1) en (3) voor $z=0$ en $x = \frac{a}{2} \pm r$ (r is de halve diameter van de centrale pen) in deze voorwaarde komt er:

$$E_0 \sin\frac{\pi}{a}\left(\frac{a}{2} \pm r\right) - \mathrm{j}\frac{120k\pi}{a} I \sum_{m=1}^{\infty} \left\{\frac{1}{\gamma_m} \sin m\frac{\pi}{a}\left(\frac{a}{2} \pm r\right) \times \right.$$

$$\left. \times \sum_{n=1}^{4q-1} \sin\frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m\frac{n\pi}{4q}\right\} = 0$$

Het optellen van de vergelijkingen voor $+r$ en $-r$ levert de

voor het oplossen van de onbekende stroom I noodzakelijke betrekking; men vindt hieruit:

$$I = \frac{aE_0}{\mathrm{j}120k\pi} \cdot \frac{\cos \pi \frac{r}{a}}{\sum\limits_{m=1}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)} \tag{4}$$

met:

$$A(m, q) = \sin m \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{4q-1} \sin \frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{n\pi}{4q} \tag{5}$$

Uit de laatste betrekking volgt al direct dat $A(m, q) = 0$ voor m even, zodat in $E_y{}^s$ alleen oneven termen voorkomen, zoals op grond van symmetrie te verwachten was. De gevonden waarde van I substituerend in vgl. (3) vindt men, met gebruikmaking van vgl. (5), voor $z = 0$:

$$E_y^s = -E_0 \cos \pi \frac{r}{a} \frac{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \sin m\pi \frac{x}{a} \cdot \frac{A(m, q)}{\sin m \frac{\pi}{2}}}{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)}$$

We passen vervolgens de randvoorwaarde toe op een willekeurige andere pen met diameter $2r_n$ op de plaats $\frac{x}{a} = \frac{n}{4q}$. Dit geeft:

$$E_0 \sin \frac{n\pi}{4q} \cdot \cos \pi \frac{r_n}{a} = = E_0 \cos \pi \frac{r}{a} \frac{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \sin m \frac{n\pi}{4q} \cdot \cos m\pi \frac{r_n}{a} \frac{A(m, q)}{\sin m \frac{\pi}{2}}}{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)} \tag{6}$$

In de aan het slot van dit artikel volgende *appendix* wordt de functie $A(m,q)$ nader onderzocht; de conclusie is, dat:

$$\begin{cases} A(m, q) = 2q & \text{voor } \begin{cases} m = 1 \\ m = 8qm' \pm 1; \quad m' = 1, 2, 3, \ldots \text{ enz.} \end{cases} \\ A(m, q) = 0 & \text{overige waarden van } m \end{cases} \tag{7}$$

Nu is voor $m = 1$ en $m = 8qm' \pm 1$ $\quad (m' = 1, 2, 3, \ldots)$:

$$\frac{\sin m \frac{n\pi}{4q}}{\sin m \frac{\pi}{2}} = \sin \frac{n\pi}{4q}$$

Door het invullen van deze betrekking blijkt dat aan vgl. (6) alleen kan worden voldaan als $r_n = r$; hiermede is aangetoond dat de ingevoerde stroomverdeling juist is.

Het door het obstakel opgewekte veldpatroon wordt tenslotte gevonden door substitutie van I volgens vgl. (4) in vgl. (3) met gebruikmaking van vgl. (5):

$$E_y^s = -E_0 \cos \pi \frac{r}{a} \cdot \frac{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \sin m\pi \frac{x}{a} \cdot \frac{A(m, q)}{\sin m \frac{\pi}{2}} \exp(-\gamma_m |z|)}{\sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)} \tag{8}$$

Uit deze uitdrukking voor het stroomdraadveld volgt – in verband met vgl. (7) – dat naast de TE_{10}-component, bij het driepens-obstakel ($q=1$) alleen de modi $TE_{8m'+1,0}$, bij het zevenpens-obstakel ($q=2$) alleen de modi $TE_{16m'+1,0}$ voorkomen, enz. De m' doorloopt daarbij de waarden 1, 2, 3, ... enz. Men ziet hieruit dat vergroting van het aantal pennen op deze voorgeschreven wijze de orde van de optredende hogere modi op drastische wijze vergroot. Hierna zal onder **3.** worden nagegaan wat dit betekent voor het frequentiegedrag van de reflectiecoëfficiënt.

3. De reflectiecoëfficiënt van het meerpens-obstakel

Onder de reflectiecoëfficiënt van het obstakel verstaan we in dit verband de reflectiecoëfficiënt, die het obstakel veroorzaakt als dit wordt opgenomen in een lopend afgesloten transmissielijn (dus de s_{11} van de verstrooiingsmatrix). Nu is de reflectiecoëfficiënt veroorzaakt ter plaatse van een parallel-reactantie $\mathrm{j}X_p'$ (fig. 4):

$$r = \frac{-1}{1 + 2\mathrm{j}X_p'} = -\cos u \exp(-\mathrm{j}u) \tag{9}$$

met $\operatorname{tg} u = 2X_p'$. Het verliesvrije, oneindig dunne obstakel wordt dus volledig beschreven door één parameter u.

Voor de berekening van de reflectiecoëfficiënt gaan we uit van vgl. (8) en berekenen het quotiënt van de gereflecteerde en de invallende golf op een afstand z van het obstakel die zo groot is dat de hogere modi daar zijn verdwenen; daarna verschuiven wij dit referentievlak naar $z = 0$. Het zal echter duidelijk zijn dat dezelfde uitkomst wordt verkregen als in het vlak van het obstakel de reflectiecoëfficiënt wordt berekend met a priori een verwaarlozing der hogere modi. We delen daartoe de TE_{10}-component uit $E_y{}^s$ voor $z=0$, vgl.(8), door de elektrische component van het invallende TE_{10}-veld (vgl. (1) voor $z = 0$). We vinden dan voor de reflectiecoëfficiënt in het vlak van het obstakel:

$$r = -\frac{\cos \pi \frac{r}{a} A(1, q)}{\gamma_1 \sum\limits_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)}$$

Na in de noemer de term voor $m = 1$ te hebben afgezonderd en $\cos \pi \frac{r}{a} \approx 1$ te hebben gesteld (r is zeer klein) vindt men met herleiding en de substitutie $\gamma_1 = \mathrm{j}\beta_1$:

$$r = -\frac{1}{1 + \frac{\mathrm{j}\beta_1}{A(1, q)} \sum\limits_{m=3,5}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)} = -\frac{1}{1 + \mathrm{j} \operatorname{tg} u},$$

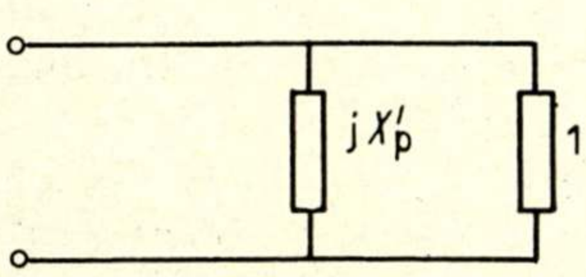


Fig. 4. Reactantie van een oneindig dun obstakel.

volgens vgl. (9), zodat:

$$\operatorname{tg} u = \frac{\beta_1}{A(1, q)} \sum_{m=3,5..}^{\infty} \frac{1}{\gamma_m} \cos m\pi \frac{r}{a} A(m, q)$$

Hiermede is dus een uitdrukking verkregen waaruit het frequentiegedrag van u volgt voor een willekeurig aantal (uiteraard met inachtneming van de ingevoerde wetmatigheid) identieke inductieve pennen van geringe dikte.

Nu is voor γ_m nog te schrijven:

$$\gamma_m = \sqrt{\frac{m^2\pi^2}{a^2} - k^2} = \frac{m\pi}{a} \sqrt{1 - \frac{k^2a^2}{m^2\pi^2}}$$

Dit substituerende in de uitdrukking voor tg u en gebruikmakende van de betrekkingen (7), waaruit volgt dat voor de waarden van m waarbij $A(m, q) \neq 0$ geldt dat $A(m, q) = A(1, q)$, vindt men:

$$\operatorname{tg} u = \frac{2a}{\lambda_g} \sum_{m'=1}^{\infty} \frac{\cos (8qm' \pm 1)\, \pi \frac{r}{a}}{(8qm' \pm 1) \sqrt{1 - \frac{k^2a^2}{\pi^2 (8qm' \pm 1)^2}}}$$

Deze uitdrukking leert ons, dat het produkt $\lambda_g$tg u gelijk wordt aan een constante als:

$$\frac{k^2a^2}{\pi^2 (8\, qm' \pm 1)^2} \ll 1$$

Naarmate q groter wordt gekozen, zal beter aan deze voorwaarde en daarmede aan het door Simon en Broussaud gekozen uitgangspunt worden voldaan. Hierbij moet echter worden opgemerkt, dat het werken met meer dan 7 equidistante pennen praktisch niet aantrekkelijk is. Aangezien echter voor het normaal gebruikte frequentiegebied van de rechthoekige pijp geldt, dat $1 < ka/\pi < 2$ is zelfs met $q = 1$ (driepens-obstakel) redelijk aan de eis te voldoen.

Literatuur

[1] KRUL, L.: Enige beschouwingen over microgolfresonators. Het PTT-bedrijf, Deel **X**, jan. 1961, blz. 187 ... 192.

[2] SLIEDREGT, M. VAN: A waveguide filter theory. Tijdschr. Ned. Radio Genoot. **22** (1957), blz. 375 ... 389.

[3] SIMON, J. C. et BROUSSAUD, G.: Les filtres passe-bande en hyperfréquence. Annales de Radio Electricité **8** (1953) pp. 3 ... 19.

[4] CRAVEN, G. and LEWIN, L.: Design of microwave filters with quarter-wave couplings. Proc. Inst. Electr. Engnrs., Part B, **103**, (1956), pp. 173 ... 177.

[5] LEWIN, L.: Advanced theory of waveguides. Iliffe and Sons Ltd., London, p. 25.

Appendix

Volgens vgl. (5) is:

$$A(m, q) = \sin m \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{4q-1} \sin \frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{n\pi}{4q}$$

Zoals reeds opgemerkt is $A(m, q) = 0$ voor m even. Aangezien de configuratie, waarop deze betrekking slaat, symmetrisch is t.o.v. de centrale pen kan de uitdrukking voor $A(m, q)$ als volgt worden vereenvoudigd:

$$A(m, q) = \sin m \frac{\pi}{2} \cdot \sin \frac{\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{\pi}{4q} + \ldots.. + \sin \frac{\pi}{2} \cdot \sin m \frac{\pi}{2} + \ldots.. + \sin \frac{(4q-1)\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{(4q-1)\pi}{4q} =$$

$$= 1 + 2 \sin m \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{2q-1} \sin \frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{n\pi}{4q}$$

Voor $q = 1$ vindt men hieruit:

$$A(m, 1) = 1 + \left(\sqrt{2}\right) \sin m \frac{\pi}{2} \sin m \frac{\pi}{4}$$

Voor grotere waarden van q gaan we als volgt te werk: de laatstgevonden uitdrukking voor $A(m, q)$ uitschrijvend, vindt men:

$$A(m, q) = 1 + 2 \sin m \frac{\pi}{2} \left[\sin \frac{\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{\pi}{4q} + \ldots.. \sin \frac{\pi}{4} \cdot \sin m \frac{\pi}{4} + \ldots. + \sin \frac{(2q-1)}{4q} \pi \cdot \sin m \frac{(2q-1)\pi}{4q} \right] =$$

$$= 1 + 2 \sin m \frac{\pi}{2} \cdot \sin \frac{\pi}{4} \cdot \sin m \frac{\pi}{4} + \sum_{n=1}^{q-1} \left\{ \cos \frac{n\pi}{4q} \cdot \cos m \frac{n\pi}{4q} + \sin m \frac{\pi}{2} \cdot \sin \frac{n\pi}{4q} \cdot \sin m \frac{n\pi}{4q} \right\}$$

waaruit volgt:

$$A(m, q) = A(m, 1) + 2 \sum_{n=1}^{q-1} \cos (m+1) \frac{n\pi}{4q} \qquad m = 3, 7, 11, 15, \ldots$$

en

$$A(m, q) = A(m, 1) + 2 \sum_{n=1}^{q-1} \cos (m-1) \frac{n\pi}{4q} \qquad m = 1, 5, 9, 13, \ldots$$

Na het uitvoeren van de sommaties vindt men na enige herleiding:

$$A(m, q) = A(m, 1) - 1 + \frac{\sin (m+1) \frac{(2q-1)\pi}{8q}}{\sin (m+1) \frac{\pi}{8q}}$$

$m = 3, 7, 11, 15, \ldots$

en

$$A(m, q) = A(m, 1) - 1 + \frac{\sin (m-1) \frac{(2q-1)\pi}{8q}}{\sin (m-1) \frac{\pi}{8q}}$$

$m = 1, 5, 9, 13, \ldots$

Een nader onderzoek leert dat $A(m, q)$ (inclusief het geval $q = 1$) alleen van nul verschilt voor $m = 1$ en voor de waarden van m die voldoen aan de voorwaarde $\frac{m \pm 1}{8q} = 1, 2, \ldots$ enz. Onder deze condities vindt men $A(m, q) = 2q$. Voor $4q - 1$ pennen zijn na $m = 1$ de waarden van m, die een bijdrage leveren, dus $m = 8q-1,\ 8q+1,\ 16q-1,\ 16q+1,\ 24q-1,\ 24q+1$, enz. of in algemene vorm: $m = 8qm' \pm 1$ met $m' = 1, 2, 3, \ldots$

621.396.9:616

Elektronica in de geneeskunde [1])

door dr. ir. W. Herstel, Rijksuniversiteit Leiden



Summary: *Electronics in Medicine.*
Electronics are widely used in modern medicine. They are increasingly applied in diagnosis and therapy, as well as in human-physiology laboratories.
A short survey is given, with particular reference to amplification of electric signals from the heart and brain, electronic methods in image formation by means of X-rays and infrared and to the new field of nuclear medicine.

1. Inleiding

Er zijn maar weinig vakgebieden, waarin de elektronica zo veel wordt toegepast, als de geneeskunde. Het instrument (letterlijk vertaald: hetgeen tussengevoegd is) speelt in de geneeskunde een grote rol, en wel in de eerste plaats een belangrijke rol bij het verkrijgen van de informatie, die in verband met het onderzoek (diagnostiek) van belang is. Elektrische verschijnselen, die zich in het lichaam veelvuldig voordoen, konden pas goed worden bestudeerd dank zij de ontwikkeling van elektronische versterkers; verder zijn er in het lichaam fysische en chemische processen. Met behulp van transducers is het mogelijk om de voor deze proeven karakteristieke grootheden in een elektrisch signaal om te zetten en dit signaal elektronisch te versterken en te registreren. Gegevens over de zuurgraad van het bloed, over de zuurstofspanning in de uitgaande lucht, over de warmte-uitwisseling met de omgeving en over ioniserende straling zijn op grote schaal te verwerken, dank zij de ontwikkeling van allerlei elektronische meetapparatuur. Ook bij de behandeling van ziekten (therapie) heeft de elektronica een aantal instrumenten geleverd. In dat geval gaat het erom energie aan het lichaam af te geven, bijv. in de vorm van hoogfrequente golven (diathermie). De wisselwerking tussen het menselijk lichaam en het elektronische instrument kan in een schema worden weergegeven (zie fig. 1).

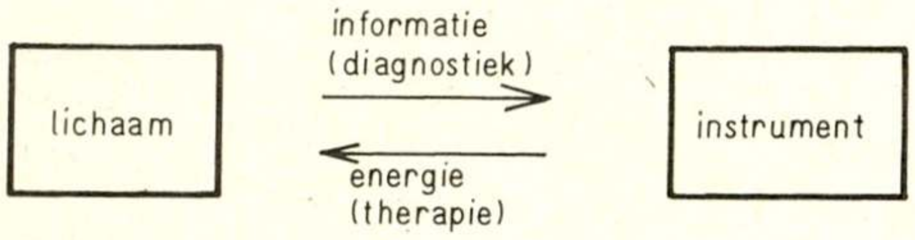


Fig. 1. Wisselwerking tussen het menselijke lichaam en het elektronische instrument.

[1]) Samenvatting van een voor het NERG gehouden voordracht op vrijdag 10 oktober 1969 te Utrecht. Voor de aankondiging zie 'De Ingenieur' 1969, nr. 40, blz. ET 162.

Vaak wordt er bij medische elektronika slechts aan de toepassingen in klinieken gedacht; hierbij moeten echter de medische laboratoria niet worden vergeten. Bij arbeid en sport wordt het menselijk lichaam soms blootgesteld aan zware inspanningen, aan extreme condities zoals grote hitte of felle koude of aan psychische spanningen (stress). De reacties van de mens op dit soort situaties worden bestudeerd in gespecialiseerde laboratoria; ook hier speelt de elektronica een onmisbare rol (zie fig. 2). In dit artikel wordt nader ingegaan op enkele belangrijke gebieden van de elektronica in de geneeskunde, nl. het versterken van biologische signalen, de techniek van de beeldvorming en de stralingsmeting.

2. Biologische elektriciteit

Sinds de proefnemingen van *Galvani* in 1791 is het bekend, dat er een verband bestaat tussen elektrische prikkels en spierbewegingen, die daarvan het gevolg zijn. Het heeft bijna – omdat hiertoe het instrumentarium ontbrak – een eeuw geduurd, voordat ook het omgekeerde verband kon worden gelegd. Niet alleen de spierwerking blijkt met elektrische verschijnselen gepaard te gaan, zelfs op het niveau van de enkele cel zijn duidelijk aantoonbare elektrische signalen af te leiden. Op het gebied van de elektrofysiologie kon, dank zij de snelle ontwikkeling van de elektronica, baanbrekend werk worden verricht. De versterkers die voor fysiologische doeleinden worden gebruikt zijn doorgaans differentiaalversterkers met een hoge ingangsweerstand en een grote rejectiefactor (bij voorkeur meer dan 10 000).

Een orgaan, dat zich voor onderzoek met elektronische instrumenten bijzonder goed leent, is het hart. In de eerste plaats is er een sterke elektrische activiteit van de hartspier, die ook aan de buitenkant van het lichaam goed te meten is. Het is de verdienste van onze landgenoot *Willem Einthoven* geweest om aanwijzingen te geven voor het afleiden van het zgn. *elektrocardiogram*, waartoe doorgaans elektroden worden aangebracht op



Fig. 2. Fysiologische metingen aan een gezonde proefpersoon, die in een bad met ijs ligt; deze proeven werden onlangs uitgevoerd in het Nederlands Instituut voor Praeventieve Geneeskunde te Leiden.

de borst, op twee armen en op een been; hierbij gaat het om frequenties tussen 0,1 en 100 Hz.

Doordat versterkers omstreeks de eeuwwisseling nog niet bestonden was Einthoven gedwongen voor de registratie van het elektrocardiogram gebruik te maken van een gevoelige galvanometer, voorzien van een uiterst fijne vergulde kwartsdraad. Door de ontwikkeling van de versterkers, aanvankelijk met elektronenbuizen en later met transistoren, is deze procedure, die nog steeds voortbouwt op Einthovens aanwijzingen, sterk vereenvoudigd.

Uit de verschillende afleidingen van het elektrocardiogram laat zich de vector van de elektrische dipool, die men aan het hart toegevoegd denkt, reconstrueren; men spreekt dan van het vectorcardiogram. Er zijn inmiddels computermethoden ontwikkeld om het elektrocardiogram en het vectorcardiogram met behulp van rekenmachines te analyseren. Deze geautomatiseerde analyse kan van groot belang worden bij het onderzoek op hartafwijkingen van grote bevolkingsgroepen.

Naast de elektrische activiteit van het hart zijn er trillingen van mechanische aard, de hartgeluiden, die met de bewegingen van het hart en de doorstroming daarvan samenhangen. In de registratie van de hartgeluiden, *fonocardiogram* genoemd, zijn karakteristieke patronen te herkennen; bepaalde gebreken van het hart zijn op deze wijze te onderscheiden. Tijdens het onderzoek in de kliniek worden vaak het elektrocardiogram en het fonocardiogram gelijktijdig vastgelegd.

De verschijnselen, die met de werking van het hart samenhangen, vertonen een grote regelmaat. Het is anders gesteld met de elektrische verschijnselen, afkomstig van de hersenen. Dit elektrische signaal moet gezien worden als het resultaat van de gezamenlijke activiteit van ontelbare hersencellen. Het opnemen van deze signalen (*encefalografie*) is meettechnisch gezien veel moeilijker. In de eerste plaats is het niet mogelijk om het signaal rechtstreeks af te nemen, maar dient dit via de hoofdhuid te geschieden (zie fig. 3). Verder gaat het om spanningen van slechts enkele tientallen µV, die te midden van allerlei storende spanningen, afkomstig van het lichaam zelf en uit de omgeving, gemeten worden. De polarisatie, die zich aan de op de hoofdhuid geplaatste elektroden voordoet, vormt nog steeds een belangrijk probleem. Het elektro-encefalogram vertoont een aantal karakteristieke patronen (zie fig. 4). Opvallend is het veelvuldig voorkomen van frequenties tussen 8 en 12 Hz. Op het hersensignaal worden allerlei analysemethoden toegepast, zoals frequentie-analyse, auto- en kruiscorrelatiefuncties, behandeling als van stationaire stochastische processen en snelle fourieranalyse.

3. Beeldvorming

Functie en vorm zijn voor de medicus, die de fysiologie liefst in samenhang met de anatomie bestudeert, onafscheidelijk. Naast methoden die meetresultaten opleveren, samenhangend met de functie van bepaalde organen, zijn er een aantal systemen ontwikkeld die erop gericht zijn een beeld te vormen van de ruimtelijke structuren. Er zijn de laatste jaren verschillende methoden van beeldvorming ontwikkeld, gebaseerd op resp. röntgenstralen, gammastralen van radioactieve stoffen, infrarode stralen en ultrasone trillingen. Bij elk van deze methoden speelt de elektronica een grote rol.

Als men uitgaat van röntgenstralen gebruikt men een uitwendige stralenbron; de beeldvorming vindt plaats met het schaduwpatroon van verzwakte röntgenstralen. Bij de beeldvorming met behulp van gammastralen bevindt de stralenbron zich in de patiënt in de vorm van een toegediende radioactieve stof, waarvan de ruimtelijke verdeling in kaart gebracht moet worden.

Beeldvorming met infrarode stralen vindt plaats met de door het lichaamsoppervlak uitgezonden warmtestraling, terwijl bij de beeldvervorming met ultrasone golven wordt uitgegaan van



Fig. 3. Opname van het elektro-encefalogram; de patiënt bevindt zich tijdens de opname in een speciale afgeschermde ruimte.

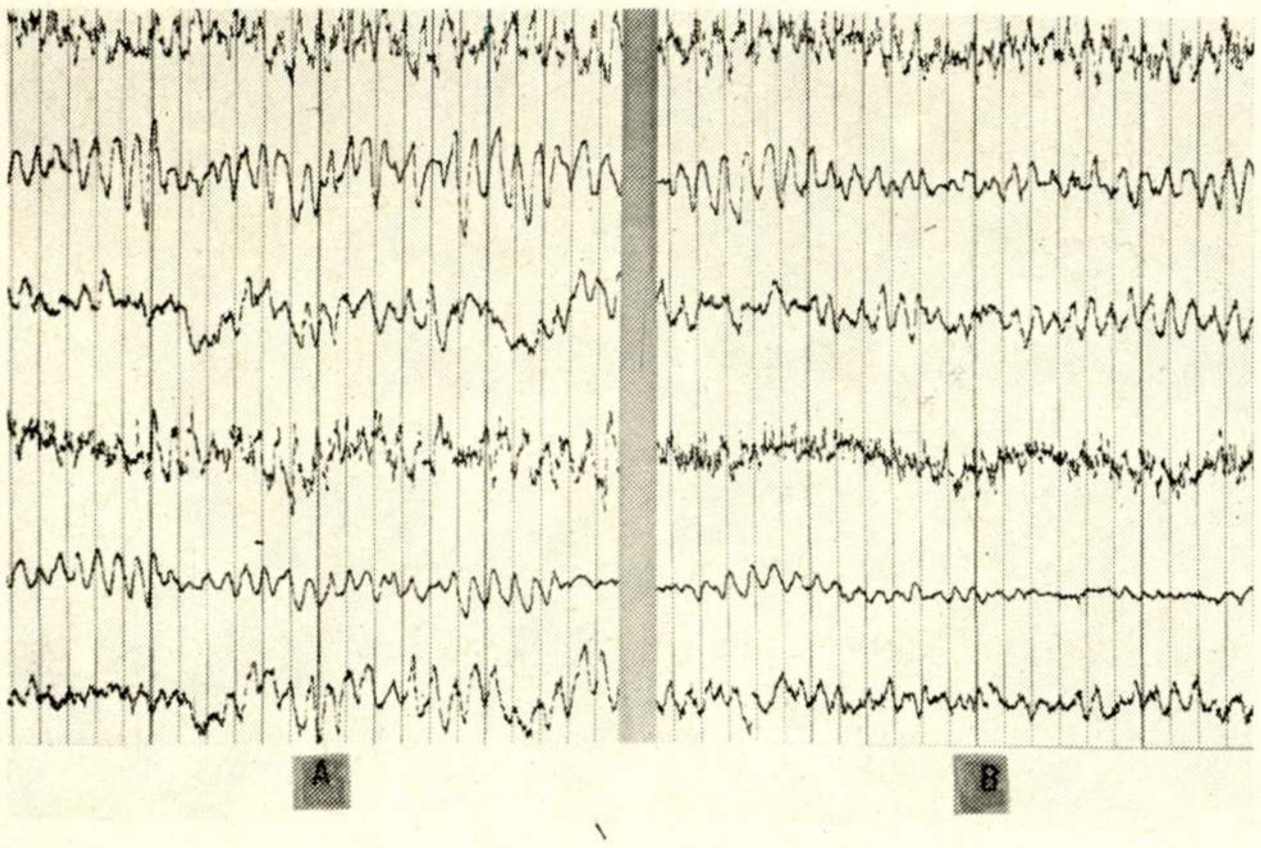


Fig. 4. Hersensignalen, zoals die op de hoofdhuid zijn te meten. A: opgenomen met gesloten ogen. B: opgenomen met open ogen.

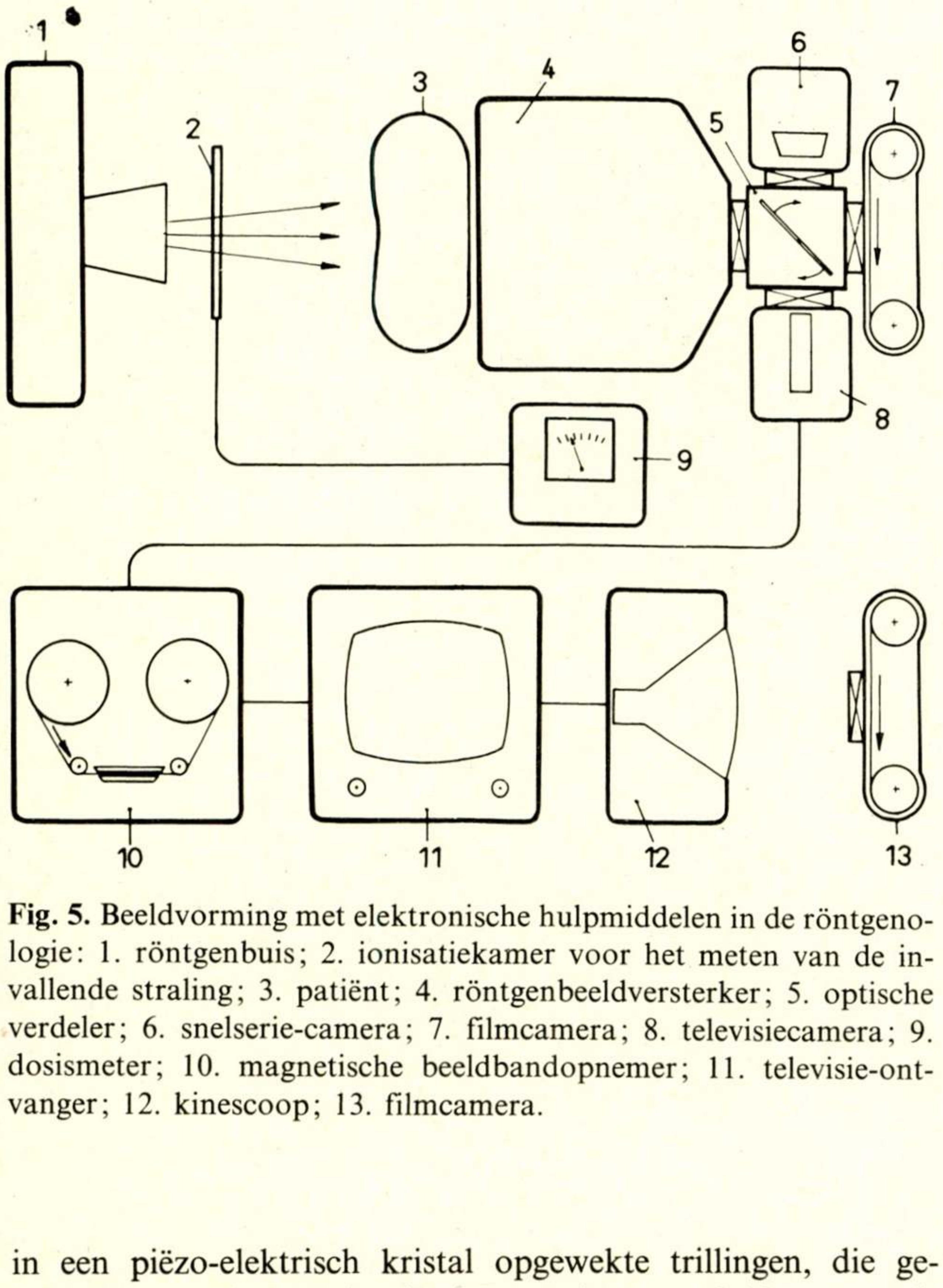


Fig. 5. Beeldvorming met elektronische hulpmiddelen in de röntgenologie: 1. röntgenbuis; 2. ionisatiekamer voor het meten van de invallende straling; 3. patiënt; 4. röntgenbeeldversterker; 5. optische verdeler; 6. snelserie-camera; 7. filmcamera; 8. televisiecamera; 9. dosismeter; 10. magnetische beeldbandopnemer; 11. televisie-ontvanger; 12. kinescoop; 13. filmcamera.

in een piëzo-elektrisch kristal opgewekte trillingen, die gedeeltelijk worden teruggekaatst op de grensvlakken van de verschillende weefsels.

Dank zij de elektronica is er in de röntgenologie de laatste tien jaar veel veranderd. Aanvankelijk was men voor de vorming van het doorlichtbeeld aangewezen op het gebruik van fluorescerende doorlichtschermen, waarvan de lichtopbrengst uiterst gering is. Het onderzoek moest in verband hiermee steeds in het donker worden uitgevoerd, terwijl de onderzoekende arts zich langdurig aan het donker moest adapteren. Door de komst van de röntgenbeeldversterker (eigenlijk ware het beter, te spreken van helderheidsversterker) is hierin verandering gekomen (zie fig. 5).

Het op de beeldversterker vallende reliëf van röntgenstraling treft eerst een fluorescerend scherm; van het vrijkomende licht laat men zoveel mogelijk op een fotokathode vallen. De op deze

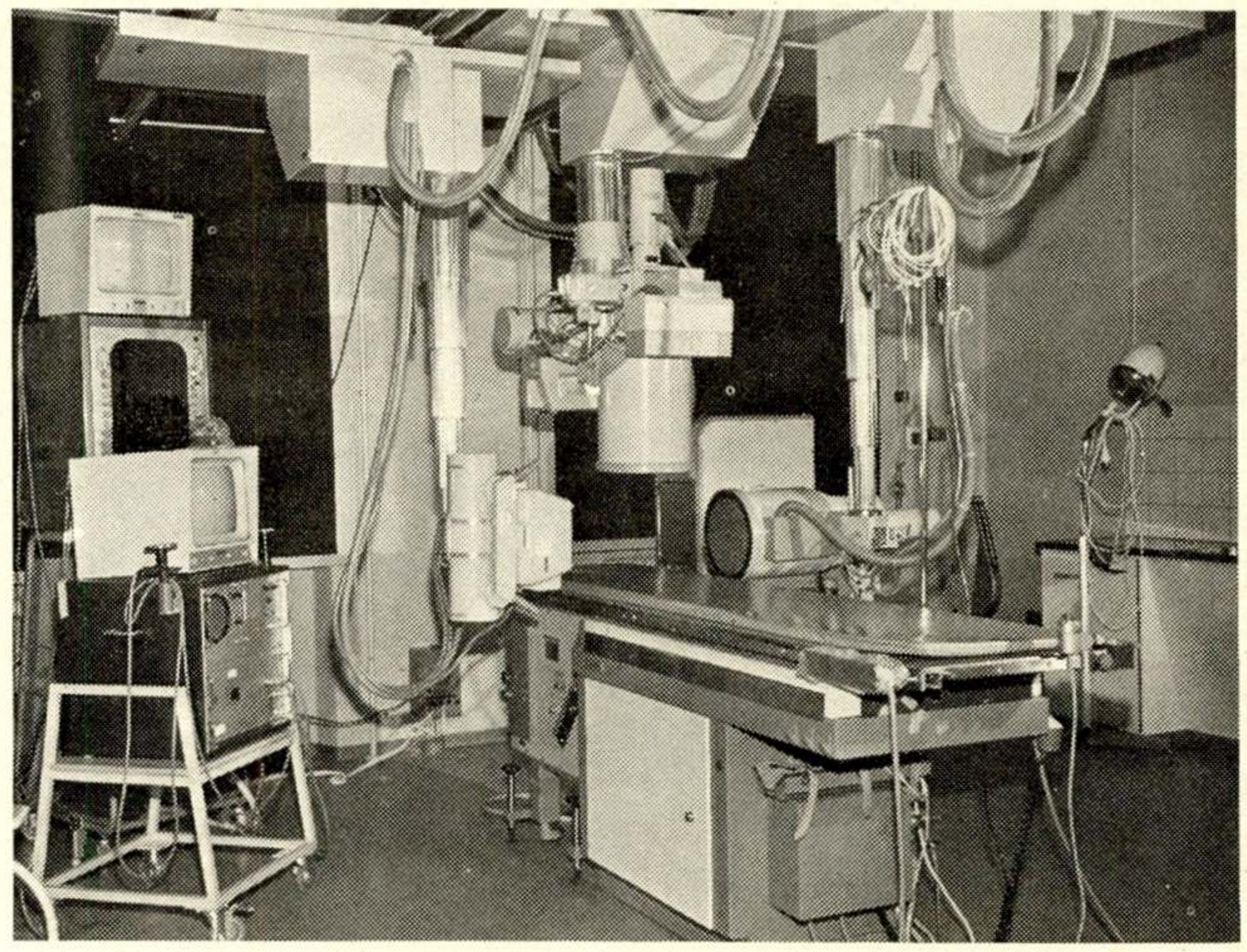


Fig. 6. Moderne onderzoekkamer voor onderzoek van het hart. In het midden röntgenapparatuur voor gelijktijdig onderzoek van het hart in twee richtingen; links de twee bijbehorende televisie-ontvangers en andere cardiologische apparatuur.

wijze vrijgemaakte elektronen worden in een sterk elektrisch veld in vacuüm versneld en vallen dan op een tweede fluorescerend scherm, dat kleiner van afmeting is. Door deze verkleining van het beeld en doordat de invallende elektronen een grote kinetische energie hebben, is de helderheid van het beeld duizenden malen vergroot; hierdoor kan het beeld zonder langdurige adaptatie worden waargenomen. Een belangrijk voordeel is ook, dat de stralendosis kan worden verminderd.

De helderheidsversterking kan echter niet onbeperkt worden voortgezet, omdat de fluctuaties in de invallende stroom van röntgenquanten aan de kwaliteit van het doorlichtbeeld afbreuk doen.

De röntgenbeeldversterker biedt echter nog veel meer mogelijkheden: met een kleine stralendosis kan het doorlichtbeeld worden gefilmd of gefotografeerd, waarbij men kan uitgaan van eenvoudig fotografisch materiaal, dat slechts aan één kant van emulsie is voorzien (de conventionele röntgenfilms, die aan twee kanten van een emulsie zijn voorzien, zijn kostbaar). Verder kan het doorlichtbeeld met een televisiecamera worden opgenomen; hierdoor is de onderzoeker niet meer aan zijn plaats bij de patiënt gebonden. Zo nodig kan het doorlichtbeeld via de televisie naar elders worden overgebracht. Tenslotte biedt de televisie nog verschillende mogelijkheden tot registratie op magneetband of op film (*kinescopie;* zie fig. 6).

Beeldvorming met behulp van de door het menselijk lichaam uitgestraalde infrarode straling is sinds kort tot de mogelijkheden van de kliniek gaan behoren (zie fig. 7, 8).

In 1800 beschreef *Sir William Herschel* zijn experimenten, die tot de ontdekking van het infrarood leidden. De infrarode straling, die door het menselijk lichaam wordt uitgezonden, ligt vnl. tussen 5 en 12 μm met een maximum bij een golflengte van 9,3 μm. In de zgn. thermografie wordt deze straling direct gebruikt voor de beeldvorming, dus zonder dat er een speciale infraroodbron nodig is. Door middel van een spiegeloptiek wordt de van een bepaalde plaats op het lichaam afkomstige infrarode straling geconcentreerd op een fotoëlektrische detector; de beperking vormt in dit geval de thermische ruis. Bij de meeste detectoren ligt het met de ruis equivalente vermogen tussen 10^{-8} en 10^{-11} W. Als voor het opbouwen van het thermografische beeld slechts weinig tijd beschikbaar is, kan de



Fig. 7. Thermografische opnamen, opgenomen met een AGA-thermograaf. Links normaal warmtebeeld, rechts na injectie van een vaatverwijdend middel.

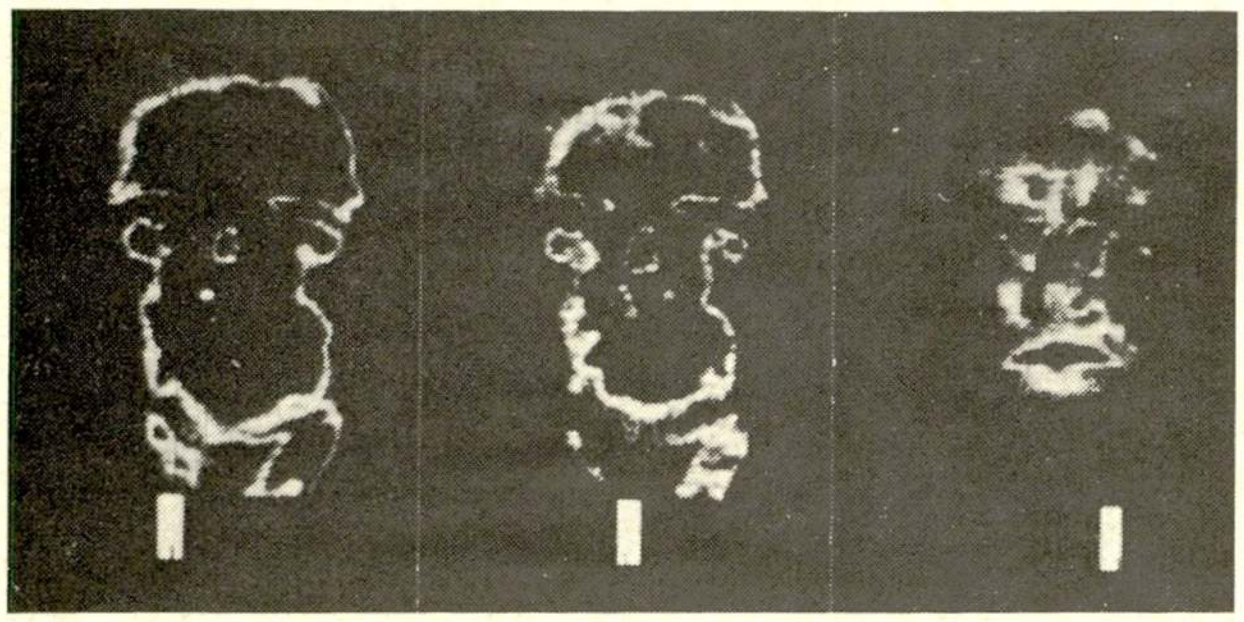


Fig. 8. Isotherme afbeeldingen, opgenomen met een AGA-thermograaf; alleen gedeelten met een gelijke warmteuitstraling worden in kaart gebracht. Links de koudste gebieden, rechts de warmste delen.

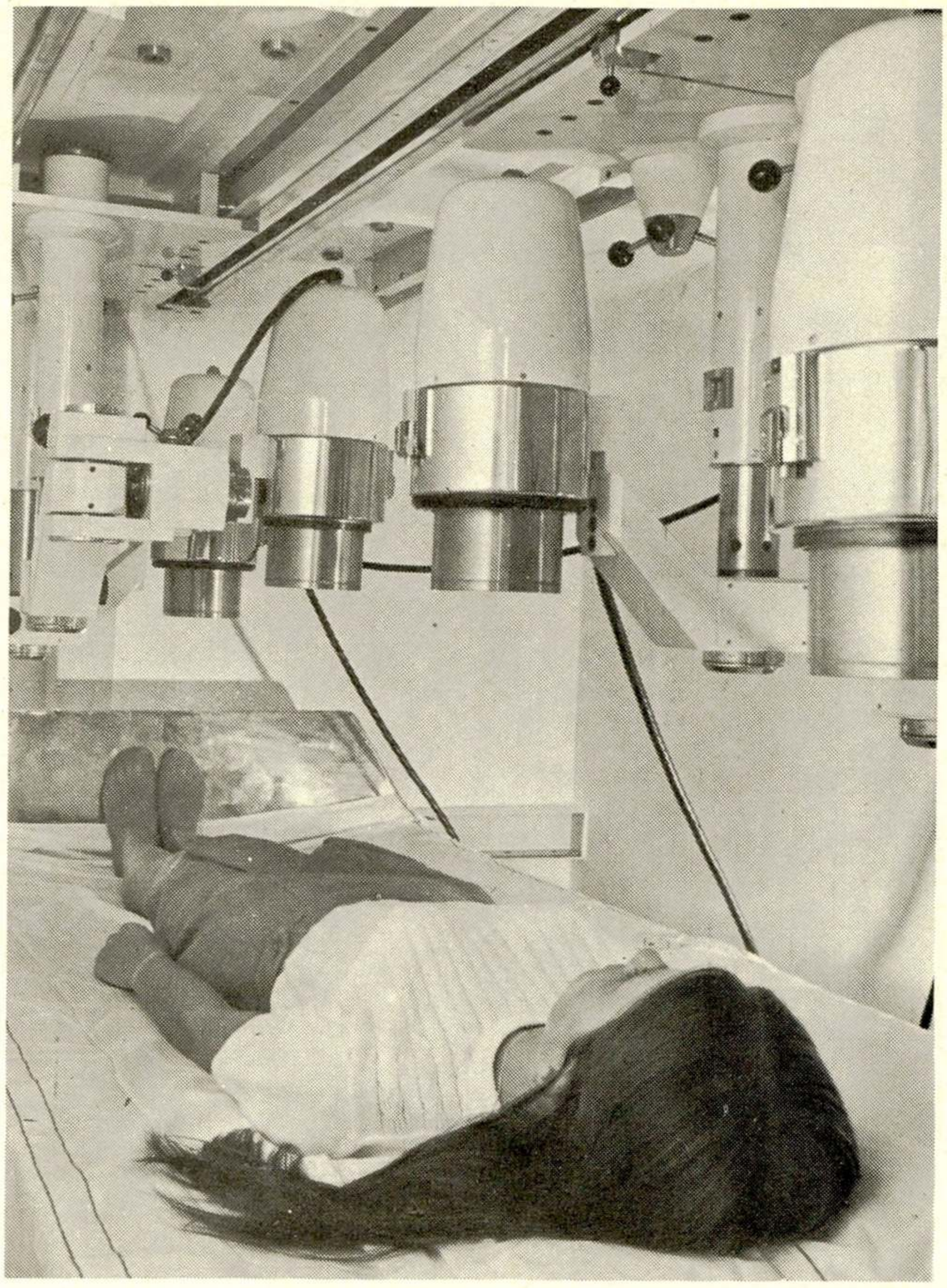


Fig. 9. Metingen in een 'Total Body Counter' (Academisch Ziekenhuis, Leiden). De radioactiviteit wordt gemeten met behulp van de scintillatie-opnemers die zich boven het lichaam bevinden.

signaal-ruisverhouding aanzienlijk worden verbeterd door de detector te koelen (bijv. in vloeibare stikstof of zelfs in vloeibaar helium) waardoor soms ook de spectrale gevoeligheid van de detector gunstig wordt beïnvloed. Van indium-antimonide, een gangbaar materiaal voor infrarood-detectoren, daalt het met de ruis overeenkomende vermogen bij afkoeling van 20 °C tot −80 °C van $2 \cdot 10^{-8}$ tot 10^{-10} W. Fig. 7 en 8 werden synchroon gefilmd vanaf het beeldscherm van een AGA-thermograaf, waarmee het mogelijk is 16 warmtebeelden/s te maken.

4. Nucleaire geneeskunde

Radioactieve stoffen zijn voor de geneeskunde van grote betekenis, gezien de mogelijkheid om hiermee selectief bepaalde organen te bereiken, waarbij de uitgezonden gammastraling buiten het lichaam te meten is. Nu een aantal radioactieve stoffen kunstmatig vervaardigd kan worden is het arsenaal van bruikbare stoffen, die uiteraard niet giftig mogen zijn, een korte levensduur hebben en slechts kort in het lichaam verblijven, aanzienlijk uitgebreid.

Over enkele jaren zal er in ons land dan ook (in de vorm van de nucleaire geneeskunde) een nieuw vakgebied bijkomen; het is nu reeds te voorzien dat ook hier de elektronica weer een rol van doorslaggevende betekenis zal gaan spelen. De gammastraling kan met behulp van Geiger-Müller-buizen, scintillatiekristallen of halfgeleider-detectoren worden gemeten, waarna de verdere verwerking van het signaal geheel langs elektronische weg plaatsvindt.

Een heel speciale ontwikkeling binnen de nucleaire geneeskunde is het meten van wat zich aan stralende stoffen in het lichaam bevindt met behulp van een speciale, in een zwaar met lood afgeschermde ruimte opgestelde, apparatuur, een zgn. *Total Body Counter* (zie fig. 9). Hiermee is het mogelijk, niet alleen de gevolgen van radioactieve besmettingen, maar ook de van nature in het lichaam aanwezige sporen van radioactieve stoffen te meten.

5. Slot

Het is niet mogelijk om in dit korte bestek een volledig overzicht te geven van de medische elektronica. Niet vermeld werden de audiometrie, de telemetrie en de toepassingen van rekenmachines.

Verder kon hier niet worden ingegaan op de mogelijkheden, die de micro-elektronica nu al biedt bij de vervaardiging van hulpmiddelen, die kunnen worden ingeslikt of geïmplanteerd. Opgemerkt dient te worden dat dit vakgebied een stormachtige ontwikkeling doormaakt; ook in ons land wordt er aan die ontwikkeling in klinieken, laboratoria en instituten gewerkt.

Voor de industrie is de medische elektronica een terrein met een groeiend aantal mogelijkheden; voor technici liggen er op dit gebied nog vele interessante problemen; voor menige patiënt misschien de uitkomst.

Boekennieuws

SANJIT KUMAR MITRA: **Analysis and Synthesis of Linear Active Networks,** 565 blz., ca. 370 fig. Uitg.: John Wiley & Sons Ltd., Sussex, 1969. Prijs: 150 s.

Aan de theorie der lineaire actieve netwerken is in de laatste jaren door netwerktheoretici in verscheidene werelddelen veel aandacht besteed. Dit komt niet in het minst door de stormachtige ontwikkeling van nieuwe halfgeleider-componenten en geïntegreerde schakelingen, waardoor de drang is ontstaan, theorieën te ontwikkelen welke bij het ontwerpen van schakelingen tot een optimale ontplooiing van de nieuwe technologische mogelijkheden kunnen leiden. Een der problemen welke in het middelpunt van de belangstelling hebben gestaan en nog staan, is het construeren van goed werkende en economisch verantwoorde filterschakelingen zonder spoelen.

In het onderhavige boek stelt de auteur zich ten doel dit probleem te bestuderen door gebruik te maken van de eigenschappen van lineaire actieve schakelingen. Door op uitvoerige wijze bijna alle significante resultaten op het gebied van de synthese van lineaire actieve schakelingen te catalogiseren welke in 1967 bekend waren, heeft de auteur een dienst bewezen aan allen die deze niet gemakkelijke materie voor het eerst benaderen.

Het boek leest gemakkelijk; het bezit zeer uitvoerige literatuurlijsten en is te volgen door iedere elektrotechnisch student op kandidaatsniveau; de tekst is aangevuld met vele oefeningsvraagstukken, welke duidelijk van hun onderwijskundige waarde getuigen. De lijst van behandelde onderwerpen is niet gering: bestuurde bronnen, negatieve weerstanden, operationele versterkers, immittantie-convertoren en -invertoren en gyratoren. Aan ieder van deze onderwerpen, met inbegrip van de toepassingen op de synthese van actieve netwerken, wordt een hoofdstuk gewijd. Daarnaast zijn er hoofdstukken over gevoeligheid, realiseerbaarheidsvoorwaarden, ontbinding van polynomen als de som of het verschil van andere polynomen van een bepaalde klasse, alsmede een overzicht van de meest gebruikte methoden uit de passieve netwerksynthese.

Doch (ondanks de bovengenoemde aantrekkelijke aspecten) blijft bij de lezer een gevoel van ontevredenheid over dit boek achter: in de eerste plaats is het inzicht in deze stof in 1970 wat anders dan in 1967. Juist in dit vakgebied is wat men als basismethoden beschouwt sterk afhankelijk van de technologische mogelijkheden van het moment. Men zou hieruit kunnen concluderen dat in feite geen basismethoden bestaan, slechts methoden, welke zo sterk berusten op de fundamentele wetten van de fysica, dat zij juist daardoor van andere (niet-basis-) methoden te onderscheiden zijn. M.a.w., het is waarschijnlijk op dit moment principieel onmogelijk een leerboek over deze materie te schrijven dat enige technologische betekenis over een aantal jaren kan behouden.

Maar er zijn ook andere bezwaren; vooral het totale gebrek aan een kritische evaluatie van de verschillende methoden komt de lezer bijzonder hinderlijk voor. Tevens ontbreekt elke poging tot het doorgronden van de essentie van al de methoden en tot het systematiseren van de keuze van de toe te passen methode. Slechts bij de studie van het hoofdstuk over gevoeligheid zou men indirect kunnen concluderen dat het gebruik van de negatieve immittantie-convertor aan enige bezwaren onderhevig is. Als de auteur bijv. maar getracht had, een eenvoudig laagdoorlatend filter op zo efficiënt mogelijke wijze te ontwerpen, had hij de waarde van zijn boek aanmerkelijk verhoogd en de verschillende methoden beter in perspectief gebracht.

In bijna ieder hoofdstuk worden enige paragrafen aan praktische aspecten gewijd. Hieronder verstaat de auteur transistorschema's, meestal zonder voedingsnetwerken, aangevuld met een discussie waarin de begrippen ruis, vermogen, dynamisch bereik, toleranties, temperatuurgevoeligheid en parasitaire trillingen geheel ontbreken. Hij heeft een voorkeur voor het gebruik van de nullator en de norator (doch niet de nullor) met inbegrip van – wat ook in 1967 bekend was – fysisch en theoretisch zinloze vervangingsschema's. Het synthetiseren van netwerken m.b.v. nullators en norators lijkt op het eerste gezicht enig voordeel op te leveren; bij nader inzien blijkt echter, dat alle bekende resultaten even gemakkelijk te behalen zijn met andere goed theoretisch gefundeerde methoden.

Ook tegen de behandeling van de negatieve weerstand zijn bezwaren in te brengen, hoewel men de auteur dit minder kwalijk moet nemen. Dit is een moeilijk onderwerp waaraan nog verscheidene problemen vastzitten, die echter niet door de auteur worden onderkend; bovendien is het inzicht in de ware aard van de negatieve weerstand sinds 1967 aanzienlijk verruimd.

Als conclusie kunnen wij vermelden dat het boek verdienstelijk zal zijn voor studenten die zich willen bekwamen in de analyse van actieve schakelingen en voor ontwerpers van deze schakelingen die, beschikkend over de nodige kritische instelling, een verzameling wensen te hebben van resultaten waaraan zij hun eigen ideeën kunnen toetsen.

Prof. dr. K. M. Adams

DR. H. F. HARMUTH: **Transmission of Information by Orthogonal Functions,** 322 blz., 110 fig. Uitg.: Springer Verlag, 1969. Prijs: DM 40,—.

Dit onlangs uitgekomen, voor de telecommunicatie-ingenieur bijzonder interessante, boek is van de hand van dr. Henning F. Harmuth, een Oostenrijks 'Diplom-Ingenieur', die, na als raadgevend ingenieur in Duitsland werkzaam te zijn geweest, thans de positie van 'associate professor' aan de University of Maryland bekleedt.

Hoewel de titel van het boek een grotere algemeenheid suggereert is de inhoud toch vnl. gericht op het gebruik van één klasse van orthogonale functies en wel die der zgn. Walshfuncties. Dit zijn functies die, kanteelvormig verlopend, achtereenvolgens de waarden $+1$ en -1 aannemen in een zodanig patroon dat een volledige verzameling van orthogonale functies ontstaat, waarvan o.a. de zgn. 'vierkante-sinus' en 'vierkante-cosinus' functies een subverzameling vormen.

De auteur laat zien dat, zoals de Fouriertransformatie voor sinus- en cosinusfuncties wordt gebruikt, er een Walsh-Fouriertransformatie voor de Walshfuncties is te definiëren. Door een begrip als *frequentie* te generaliseren tot het nieuwe begrip *sequentie*, d.i. de helft van het gemiddeld aantal nuldoorgangen per seconde, ontstaan nuttige afgeleide begrippen als sequentiespectrum, sequentiefilter, enz.

De schrijver laat zien dat bij vermenigvuldiging van een Walshdraaggolffunctie met een door een sequentie-onderdoorlaat gezonden spraaksignaal slechts één *sequentiezijband* ontstaat; dit in tegenstelling tot de dubbele zijband die bij vermenigvuldiging van een sinusdraaggolf met een door een frequentie-onderdoorlaat gezonden spraaksignaal optreedt. Bovendien kan vermenigvuldiging van Walshfuncties worden gerealiseerd door een eenvoudige modulo-2-optelling. Eén en ander betekent, dat sequentiemultipeling van bijv. telefonie-

signalen naast frequentie- en tijdmultipeling een zinvolle mogelijkheid vormt.

Gezien de mogelijkheden, sequentiemodulatie, sequentiefilteren, enz. met digitale middelen zonder gebruik van spoelen en condensatoren te verwerkelijken en gezien het automatisch profiteren van de zgn. 'non-simultaneous load'-voordelen bij sequentiemultipeling (dit in tegenstelling tot tijdmultipelsystemen) zien sequentiemultipelsystemen er veelbelovend uit. Dit bij insiders reeds lang bekende essentiële punt vindt men overigens niet in het boek vermeld, doch gelukkig wel in een zojuist verschenen artikel van Harmuth's hand: 'Application of Walshfunctions in communications', in IEEE Spectrum van november 1969.

Ook schenkt de auteur in het boek nauwelijks aandacht aan het nauwe verband tussen Hadamard-matrices (zie bijv. S. W. Golomb, e.a.: 'Digital Communications with space applications') en Walshfuncties; slechts in een voetnoot worden de Hadamard-matrices genoemd. Eén en ander wijst op een snel rijpingsproces in een fascinerend vakgebied, waar dagelijks met andere disciplines nieuwe gegevens en inzichten worden binnengedragen.

Om de recensie te bekorten volsta ik met verder op te merken dat Harmuth vrijwel het hele communicatiegebied doorlicht, uitstraling van Walshgolven door antennes behandelt, invloed van fading nagaat, de consequenties in verband met de informatietheorie, signaalontwerp, e.d., toelicht en tenslotte een beschouwing over codering geeft.

Al met al een boek dat tussen diverse verspreide activiteiten op het gebied der digitale communicatie een solide brug slaat en zelfs een verbinding legt met het wat 'afkalvende' imperium van de sinus- en cosinusfuncties; het zij – tezamen met het genoemde artikel, waarin bovendien een groot aantal researchactiviteiten op het gebied der sequentietechniek worden opgesomd – ten zeerste aanbevolen voor de communicatie-ingenieur, die met digitale transmissie te doen heeft.

Prof. dr. ir. J. L. Bordewijk

A. Bartosiak: **Télévision en couleurs, système SECAM,** 308 blz. 153 fig. Uitg.: Dunod, Paris. Prijs: 36 F.

Het aantal algemene boeken op ingenieursniveau over de kleurentelevisietechniek is niet groot; de literatuur over het in Frankrijk ontwikkelde SECAM-systeem is zelfs zeer beperkt. Voor hen die zich willen verdiepen in dit in Frankrijk en de Oosteuropese landen officieel aanvaarde overdrachtsysteem, voorziet dit boek dan ook in een behoefte.

Op een beknopte algemene inleiding volgt een zeer goed leesbaar overzicht van de colorimetrische grondslagen van de kleurentelevisie. Dit overzicht wordt gevolgd door een uitgebreide behandeling van de frequentiemodulatie en de toepassing daarvan in het SECAM-systeem. Wat de functie van dit stuk conventionele modulatietheorie in het geheel van het boek is, wordt niet erg duidelijk, temeer daar sommige aspecten van het onderwerp vrij omslachtig worden behandeld. De hoofdmoot van het boek wordt gevormd door de behandeling van het SECAM-systeem en de daarbij behorende apparatuur. Systematisch komen aan de orde studio- en codeerapparatuur, decodeerschakelingen, ontvangers en bedrijfstechnische aspecten. De behandeling vindt plaats aan de hand van een groot aantal voorbeelden van in uitgevoerde apparatuur toegepaste schakelingen, waarvan de schakelschema's in detail worden gegeven. Het op vakkundige wijze uit het Pools in het Frans vertaalde boek is geschreven in een heldere betoogtrant; het laat zich gemakkelijk lezen. De auteur beheerst zijn stof goed; hij weet goed hoofd- en bijzaken te scheiden. Hoofddoel van het boek is zonder twijfel de zakelijke behandeling van de SECAM-techniek; incidenteel komt de auteur echter wel tot vergelijkingen met het in de USA ontwikkelde NTSC-systeem. De hierop betrekking hebbende passages vormen de zwakste delen van het boek. Men kan ongetwijfeld een aantal voordelen van het SECAM-systeem opsommen en men kan er begrip voor hebben dat de voorstanders van dit systeem zich niet geroepen voelen, de nadelen ervan breed uit te meten, mits onjuiste of tendentieuze beschouwingen vermeden worden. Hierin lijkt de auteur niet steeds te zijn geslaagd; zo wordt bijv. op blz. 15 en 16 de invloed van de interliniëring en van de afwijkingen van constant-luminance bedrijf op de verticale definitie verzwegen; op blz. 58 suggereert de vergelijking van de zijbandenergie bij AM- en FM-overdracht een onjuiste conclusie; op blz. 265 doet de tekst meer aan een reclamefolder denken dan aan een wetenschappelijk betoog. Afgezien van de op genoemde vergelijking betrekking hebbende passages is het boek in het algemeen een betrouwbare gids, al ontmoet men wel eens een 'slip of the pen', zoals bijv. de formule op blz. 106.

Wie de geschiedenis van de kleurentelevisie in Europa kent en zich door de lectuur van dit boek verplaatst in de slechts een luttele afstand van onze grenzen verwijderde SECAM-wereld, zal niet licht tot een optimistische visie komen met betrekking tot de mogelijkheden van een vruchtbare internationale samenwerking in ons deel van de wereld. Naast de vele bestaande of vermeende 'gaps' is er blijkbaar ook zoiets als 'co-ordination gap'. Hoe dit ook zij: het bestaan van verschillende TV-systemen is een feit en voor hen, die de SECAM-techniek wensen te bestuderen, is dit boek een welkom hulpmiddel.

Prof. dr. ir. J. Davidse

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam.
Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam.
Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

Ledenmutaties

Nieuwe leden

Ir. E. P. W. Attema, Willem de Zwijgerlaan 40, Haarlem.
Ir. L. P. Ligthart, Menno ter Braaklaan 217, Delft.
Ir. F. Muller, van Beethovenlaan 125, Voorschoten.

Nieuwe adressen van leden

Ir. J. Aerts, Groot Hertoginnelaan 39, Bussum.
W. P. Heespelink, Statenlaan 131, Den Haag.
J. J. M. Maas, Groenedijk 10, IJsselstein.
Ir. G. P. H. Olthuis, Wijngaardplein 35, Eindhoven.
Dr. ir. L. Ongkiehong, Paedtslaan 19, Wassenaar.
Ir. B. Zanting, ten Katestraat 15, Hazerswoude-Rijndijk.